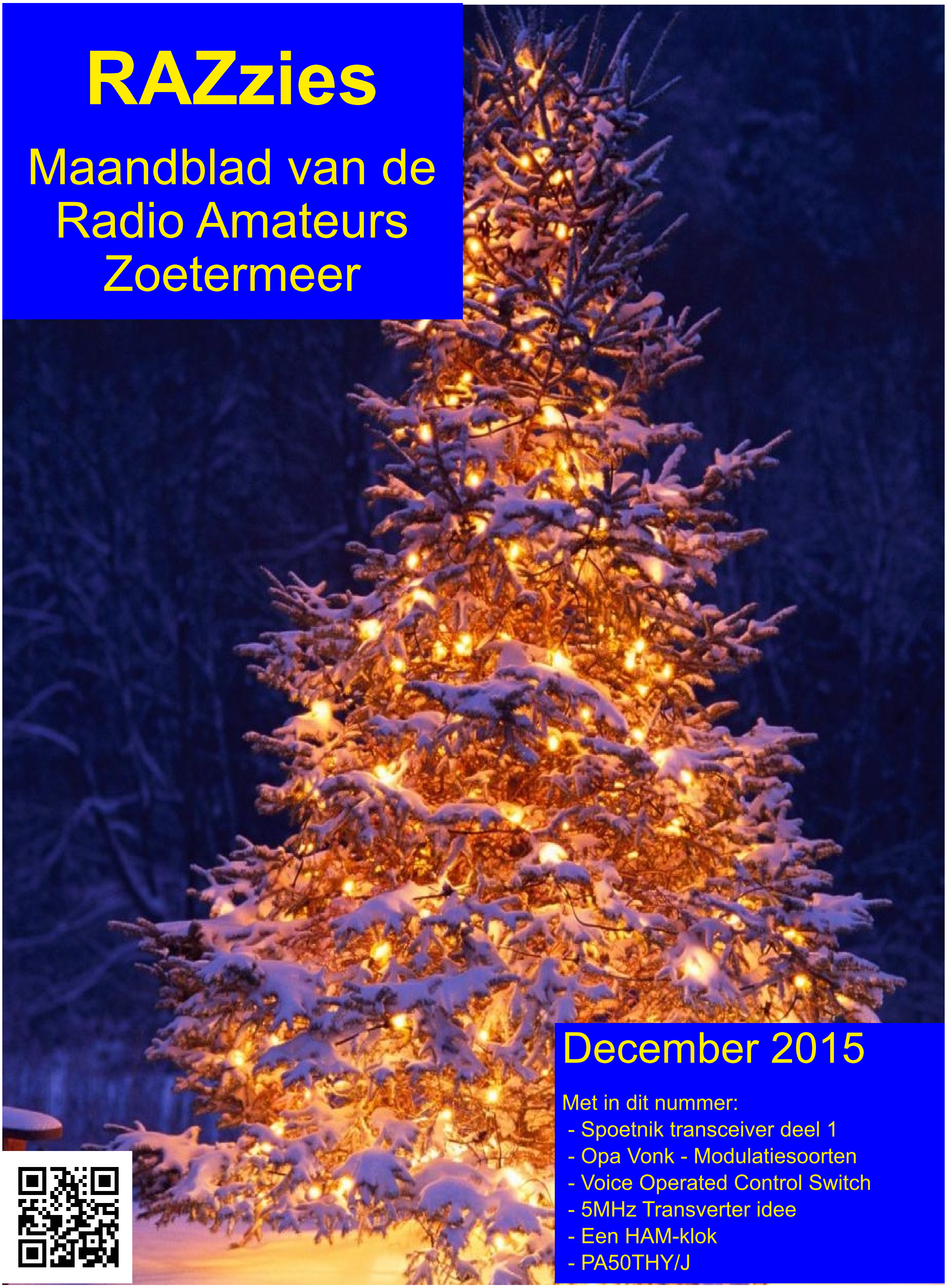
RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer



December 2015

Met in dit nummer:
- Spoetnik transceiver deel 1
- Opa Vonk - Modulatiesoorten
- Voice Operated Control Switch
- 5MHz Transverter idee
- Een HAM-klok
- PA50THY/J

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg
PA3CNO
pa3cno@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

Van de redactie

Deze maand begint een artikelenserie over mijn herfst- cq. winterproject: een replica van de originele Sputnik zender. Het schema daarvan is nog niet zo lang in omloop, en ik vond het een uitdaging om de zender na te bouwen. Bij een zender hoort een voeding en een ontvanger, dus die zijn ook maar meteen meegenomen in de ontwikkeling. Sommige delen zijn wat ingewikkelder dan andere, en deze maand is het meest theoretische stuk aan de beurt: de schakelende voeding voor de zender. In de volgende afleveringen volgen de zender en de ontvanger. Hopelijk put je hier weer ideeën uit om zelf aan de slag te gaan met het ontwerpen of bouwen van schakelingen. De uitdagingen in het project komen uitgebreid aan bod.

Dan 5MHz. Na een hoop welles-nietes in de fora en andere internet verzamelplaatsen was het uiteindelijk toch nietes. Weliswaar is het besluit er dat radio-amateurs op 5MHz mogen gaan zenden, maar de aanpassing van het nationaal frequentieplan is op het moment van dit schrijven nog niet gepubliceerd in de staatscourant, dus dan is het nog niet toegestaan. Inmiddels heeft de Wereld Radio Conferentie (WRC-2015) al wel wereldwijd een bandje van 15kHz toegewezen aan de amateurs, maar ook dat treedt pas formeel op 1 januari 2017 in werking en daarna moeten lokale AT's het nog opnemen in de wet- en regelgeving. Nog even geduld dus...

De Sputnik transceiver - Deel 1

Toen ik voor de website de aankondiging van de Spoetnik dagen schreef, kwam ik er achter hoeveel enthousiastelingen eigenlijk met dat soort zendertjes bezig zijn. Ik schrijf een artikel nooit zomaar: ik verdiep me altijd in de achtergrond, kijk of ik meer informatie toe kan voegen in de vorm van links en of ik kan achterhalen wat amateurs er toe drijft nou juist met dat stukje van de hobby bezig te zijn. Voor je het weet loop je dan zelf ook weer over van de ideeën en is een nieuw project geboren. Het ging deze keer niet anders.

De lol van de Spoetnik dagen, die dit jaar van 4 – 18 oktober plaatsvonden, is om met zendertjes die vergelijkbaar zijn met die van de eerste Russische satelliet (de Sputnik uiteraard) verbindingen te maken. De originele Spoetnik zond afwisselend een carrier uit op 20MHz en 40MHz, zodat de accu's gelijkmatig belast bleven. De snelheid van de wisseling werd enigszins bepaald door de temperatuur in de satelliet, dus mag je zelfs wel van de eerste telemetrie data spreken HI. Nu wil het geval dat het schema van de originele zender lang verborgen is gebleven. Amateurs bouwden zendertjes naar eigen inzicht, en de meeste vermogens waren minder dan een Watt. Ook werd niet vastgehouden aan de frequentie van 20MHz, waardoor je ook "Spoetniks" aan kunt treffen op 80m en 40m. Maar nog niet zo lang geleden dook het originele schema van de zender op. De zender bleek bestaan te hebben uit

drie gelijkstroom gevoede z.g. Rod-Tubes; buisjes zonder voet waar de aansluitingen gevormd worden door draden die uit het glas komen. De zender werd gevoed met 130V anodespanning, 90V schermroosterspanning, 10V voor g2 van de eindbuizen en -7,5V voor de gloeidraden. Ik zag dat als mijn grootste uitdaging: al die spanningen maken. Vooral omdat ik alles altijd uit 12V wil kunnen voeden voor portable of noodgebruik. Het project moest dus uit 3 delen bestaan: de voeding, de zender en om het compleet te maken wilde ik er ook een ontvanger bij maken zodat het een complete transceiver zou worden. En aangezien je geen zender kunt testen zonder voeding, moest de voeding er eerst komen. Ik heb besloten om het project op dezelfde manier te presenteren als ik het opgebouwd heb: eerst de voeding. De zender houden jullie dus nog even tegoed.

Niet voor niets behandelde Opa Vonk in de laatste RAZzies de principes van schakelende voedingen. Het zal je helpen om deze voeding beter te begrijpen. Zoals ik al schreef: bij mij moet alles altijd uit de 12V gevoed kunnen worden zodat het ook mobiel altijd bruikbaar is. Dat was in dit geval best wel een uitdaging. In de beschrijving van de schakelende voedingen heb ik het blokje “control” buiten beschouwing gelaten. In de eerste schakelende voedingen was dat een met discrete componenten opgebouwd, complex stuk schakeling, dat voor verschillende parameters in de voeding zorg moest dragen. Liep de stroom in de transistoren niet te hoog op? Was de uitgangsspanning al bereikt? Moest de dutycycle aangepast vanwege de wisselende belasting?

Dat is tegenwoording niet meer zo. Er zijn nu onderdelen in de handel waarin de controller schakeling ondergebracht is bij de schakeltransistor. Het hele meet- en regelcircuit zit er al in. Het enige wat je nog aan hoeft te sluiten is een zelfinductie en de terugkoppeling van de spanningsmeting. Ik liet een hele reeks door Google gegenereerde “schakeltorren” van dit soort de revue passeren. Daarvoor had ik een aantal criteria opgesteld. Allereers moest de R_{on} zo laag mogelijk zijn. De meeste voedingen worden namelijk ontworpen om vanuit het lichtnet te werken, na gelijkrichting. Je hebt het dan over ca. 320VDC. Om te beginnen zijn de stromen dan relatief laag, omdat 10mA al 3,2W betekent. Maar 3,2W bij 12,8V is 250mA en dat is 25x zoveel. Daardoor neemt ook de spanning over de schakeltransistor toe, en bij 12,8V héb je al niet zoveel spanning. Dus een lage R_{on} is een vereiste. Daarnaast moest hij ook nog eens verkrijgbaar zijn. Dat klinkt logisch, maar het zal niet de eerste keer zijn dat ik een mooie schakeling bedenk op basis van een application note (toepassingsblad, in goed Nederlands), en dat het hele IC niet verkrijgbaar blijkt te zijn. Uiteindelijk belandde ik bij de FSCQ serie PWM (Pulse Width Modulation) controllers van Fairchild.

De FSCQ PWM controllers van Fairchild zijn bedoeld voor Quasi Resonant Flyback converters. Een Quasi Resonant Converter (QRC) heeft vanwege zijn opzet een lagere straling en een hogere efficiency dan een converter met een hard ingestelde schakelfrequentie. Daarom is een QRC uitermate geschikt voor storingsgevoelige toepassingen (zoals vlak naast een ontvanger, HI). Elke FSCQ controller heeft een ingebouwde pulsbreedtemodulator (PWM) en een senseFET. De serie is speciaal bedoeld voor off-line Switch Mode Power Supplies (SMPS) met een minimum aan externe componenten. De PWM modulator is voorzien van een geïntegreerde vaste frequentie oscillator, uitschakeling bij te lage spanning, "Leading Egde Blanking", geoptimaliseerde aansturing van de gate, interne soft-start, temperatuur gecompenseerde stroombronnen voor de compensatie schakelingen, en zelfbeschermingsschakelingen (b.v. tegen oververhitting). En dat allemaal in 1 huisje...

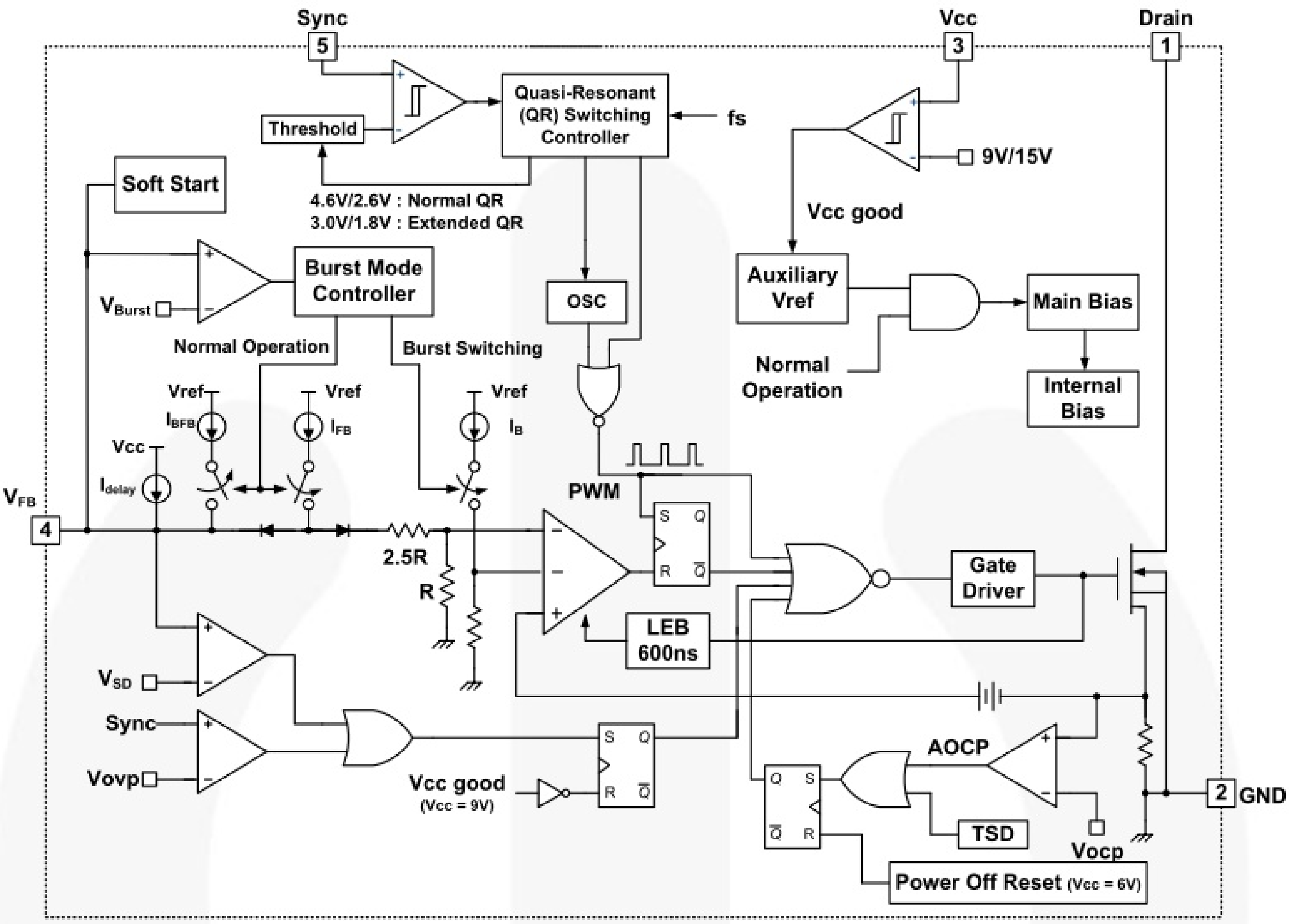
Er zijn een aantal typen binnen deze componentenfamilie. Op de volgende bladzijde zijn de specifieke kenmerken per type even op een rijtje gezet.

Part Number	Package	Marking Code	BV_{DSS} (V)	R_{DSON} Max. (Ω)
FSCQ0565RTYDTU	TO-220F-5L (Forming)	CQ0565RT	650	2.2
FSCQ0765RTYDTU	TO-220F-5L (Forming)	CQ0765RT	650	1.6
FSCQ0965RTYDTU	TO-220F-5L (Forming)	CQ0965RT	650	1.2
FSCQ1265RTYDTU	TO-220F-5L (Forming)	CQ1265RT	650	0.9
FSCQ1565RTYDTU	TO-220F-5L (Forming)	CQ1565RT	650	0.7

Table 1. Maximum Output Power[(1)]

	230 V_{AC} ±15%[(2)]	85–265 V_{AC}
Product	Open Frame[(3)]	Open Frame[(3)]
FSCQ0565RT	70 W	60 W
FSCQ0765RT	100 W	85 W
FSCQ0965RT	130 W	110 W
FSCQ1265RT	170 W	140 W
FSCQ1565RT	210 W	170 W

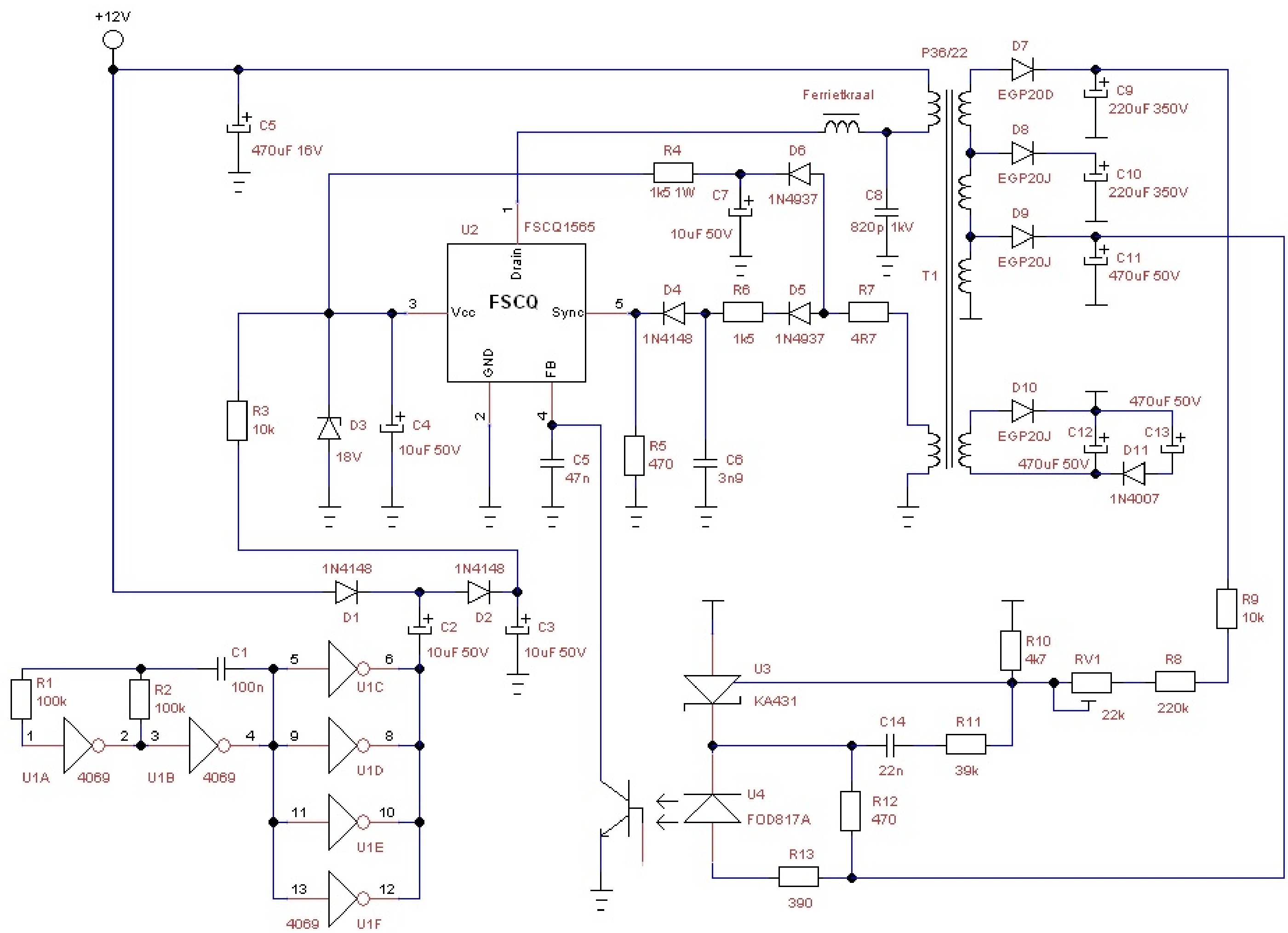
Internal Block Diagram



Ik heb het blokschema er ook maar even bij gezet zodat je kunt zien wat een ontzettend complex ding het eigenlijk is. Aan de buitenkant is het net een gewone medium power transistor, alleen heeft hij 5 pootjes in plaats van 3. Maar wat erin zit, is al een apparaat op zich als je het met losse onderdelen op zou moeten bouwen. Maar goed, terug naar de keuze. Zoals je ziet, loopt het vermogen op met het typenummer: de kleinste, de FSCQ0565, kan 70W verstoken, en de grootste, de FSCQ1565, 210W. De Sputnik zender gaat maximaal 1W leveren. met een efficiency van 50% moet er dus 2W in, dan nog een beetje voor de oscillator en de gloeidraden en als je dan aan de 5W komt is het al heel Watt. Dus de kleinste moet het qua vermogen al aankunnen. Maar dat was niet het criterium. Zoals ik al in mijn inleiding schreef, speelt de R_{on} een veel grotere rol. En die is bij de FSCQ1565 het kleinst. In prijs scheelt het nauwelijks, dus werd het de FSCQ1565.

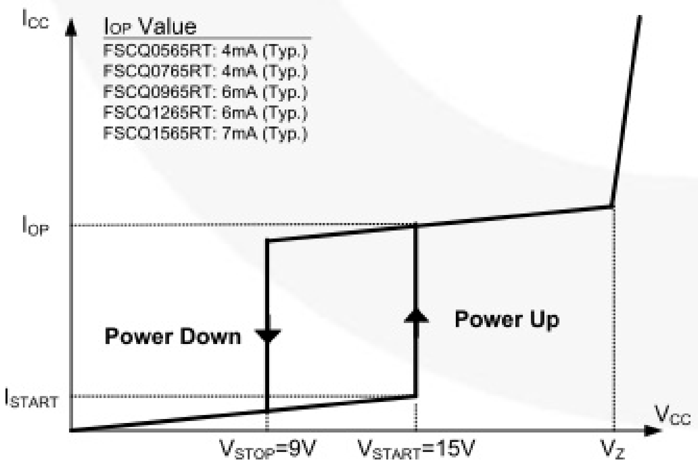
De Continuous Drain Current (maximale continue drainstroom) van de FSCQ1565 is 6,6A bij een behuizingstemperatuur van 25°C. Het vermogen wat je daarmee op kunt bouwen is bij 300V natuurlijk aanzienlijk groter dan bij 12V. Maar aangezien het maximale opgenomen vermogen van mijn zendertje niet meer dan een Watt of 5 zal zijn, is het in mijn geval geen probleem. Ga je echter zelf een voeding ontwerpen om bijvoorbeeld een buizenapparaat uit de 12V te voeden, dan gaat de stroom bij deze lage spanningen een behoorlijke rol spelen. Hou daar dus rekening mee.

Het uiteindelijke totale ontwerp van de voeding voor de Spoetnik zender zie je hieronder. Laat je niet afschrikken door de transformator met zijn vele windingen. Het viel allemaal best mee. Hoe ik tot dit resultaat gekomen ben, zal ik nu beschrijven. Het kan je een handvat bieden voor je eigen experimenten.



Het schema van de Spoetnik voeding

Het begint met de startschakeling. Volgens de specificatie moet de voedingsspanning van de FSCQ tot 15V gestegen zijn alvorens hij überhaupt begint om iets te doen. En daar begon meteen mijn eerste uitdaging, want ik héb helemaal geen 15V. In het gunstigste geval heb ik 13,8V. De meeste PWM IC's die ik bekeken had, hadden een soortgelijke startspanning van ergens tussen de 15 en 20V nodig. Aangezien de startstroom maar heel laag hoeft te zijn, iets in de ordegrootte van 25µA, wordt deze normaliter met een hoogohmige weerstand rechtstreeks uit de afgevlakte lichtnetspanning betrokken. Maar die is er dus niet. En dus werd een list verzonnen in de vorm van U1: een 6-poorts CMOS inverter waarvan twee poorten (A en B) als oscillator geschakeld staan, en de rest als buffer. De beschikbare voedingsspanning wordt op deze manier verdubbeld met D1, D2, C2 en C3, en het resultaat is ruim 22V. Voldoende om te starten. Via R3 kom je dan op het voedingspunt van de FSCQ uit. De keuze van R3 is kritisch. Maak je die zo klein dat de hele voedingsstroom van de FSCQ geleverd kan worden - en die is maar 7mA - dan reset deze zich niet als er een overload situatie plaatsgevonden heeft. Dat gebeurt namelijk pas als de spanning onder de 9V komt, dus moet de weerstand zó berekend worden, dat de spanning daar inderdaad onderduikt als de FSCQ afslaat.



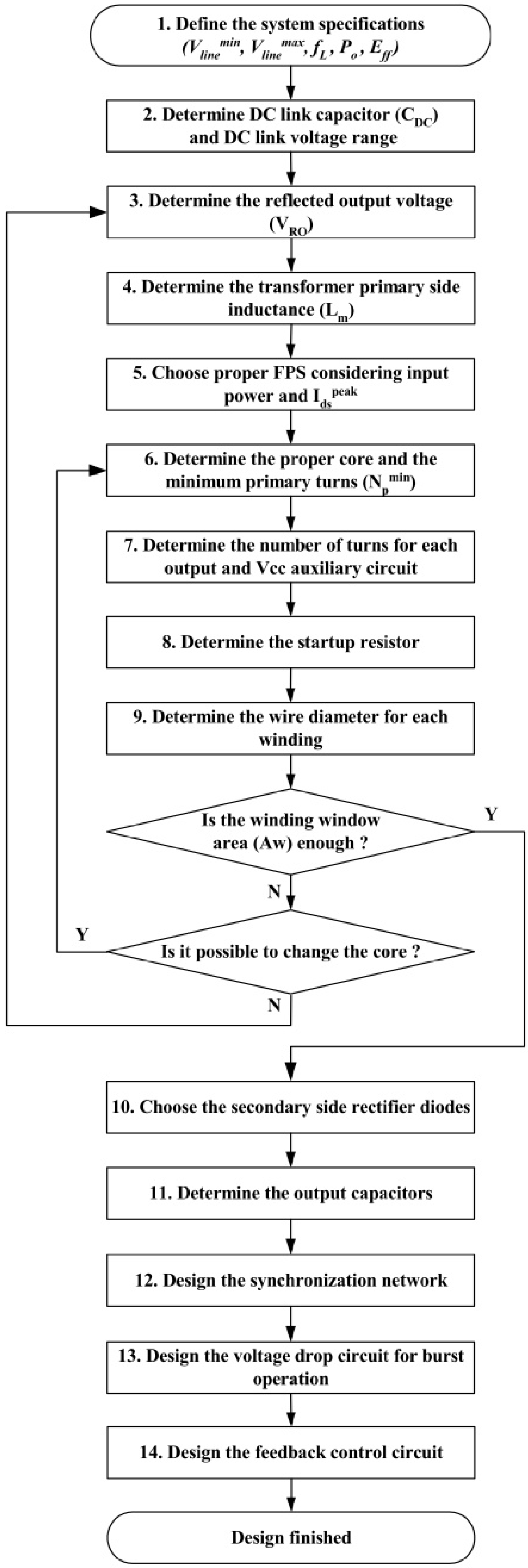
Aan de andere kant moet wél de startstroom van 25µA geleverd kunnen worden, anders start de FSCQ nooit. 10k voldeed aan beide eisen. Slaat de oscillator eenmaal aan, dan voorziet hij in zijn eigen voedingsspanning via de transformatorwikkeling die verbonden is met R7. Via deze R7 en de componenten D6 en R4 wordt met zenerdiode D3 over condensator C4 een voedingsspanning van 18V voor de FSCQ gemaakt. Tevens wordt via D5, R6 en D4 een synchronisatiepuls toegevoerd aan de FSCQ waarmee hij het verloop van de golfvorm "bekijkt" en zijn schakelmomenten afleidt. Hoe ingenieus wil je het hebben. Daarmee zijn eigenlijk de meeste onderdelen verklaard, want veel meer is er niet.

De FSCQ stuurt via de ferrietkraal de primaire wikkeling aan, die verbonden is met C8. Daar is niet veel aan te zien: de onderkant van de wikkeling wordt naar de massa geschakeld door de FSCQ. Dit is dus een off-line Flyback converter: volledige isolatie tussen primaire en secundaire kant, hoewel dat (veiligheids)-technisch gezien niet strikt noodzakelijk is. De voedingsspanning is immers maar 13,8V...

De secundaire kant heeft twee wikkelingen, waarvan 1 met aftakkingen. Hieruit worden de +10V, +90V en +130V gemaakt, en -7,5V voor de gloeistroom. Aangezien de +130V de hoogste spanning is, wordt deze gebruikt voor het stabiliseren van de spanning. Van de +10V wordt gebruik gemaakt om het stuur- en vergelijkingscircuit te voeden. Het vergelijkingscircuit wordt gevormd door U3: een KA431 referentiebron die intern een zeer stabiele 2,5V maakt waar tegen vergeleken wordt. Is de spanning op de vergelijkings-ingang meer dan 2,5V, dan gaat het ding in geleiding. Als gevolg daarvan loopt er dan stroom door de diodesectie van optocoupler U4 (daar had ik die 10V voor misbruikt) en krijgt de FSCQ een seintje dat hij het wat kalmer aan moet doen. De 2,5V wordt vanuit de 130V afgeleid door spanningsdeler R8+R9+RV1/R10. Op tegenkoppelcircuit R11/C14 kom ik later nog terug.

Vanaf dit punt zal ik stapsgewijze behandelen hoe de componentwaarden berekend zijn. Dat lijkt taaie kost, maar als je elke stap goed analyseert en begrijpt wat er gebeurt, maakt het veel van de werking van een schakelende voeding duidelijk.

De te volgen procedure is rechts in een stroomschema weergegeven. Als we al deze stappen gevolgd hebben, is het ontwerp compleet. Laten we maar gewoon bij het begin beginnen.



STAP 1 Systeem specificaties bepalen

- Netspanningsbereik (V_{line}^{min} and V_{line}^{max}).
- Netspanningsfrequentie(f_L).
- Maximum uitgangsvermogen (P_o).
- Geschatte efficiency (E_{ff}): De efficiency van de omzetter moet ingeschat worden om het maximum ingangsvermogen te kunnen berekenen. Heb je geen idee, zet E_{ff} = 0.7~0.75 voor schakelingen met lage uitgangsspanning en E_{ff} = 0.8~0.85 voor schakelingen met hoge uitgangsspanning. Ik schat dat ik er hier zo'n beetje tussenin zit met al die wikkelingen, dus neem ik 80%. Met deze geschatte efficiency wordt het maximum ingangsvermogen gegeven door:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{E_{ff}} \quad [1]$$

Met de 5W die ik denk dat de voeding moet kunnen leveren, hebben we het dus over een dikke 6W ingangsvermogen.

Voor een schakelende voeding met meerdere uitgangen wordt de belastingsfactor voor elke uitgang gedefinieerd als:

$$K_{L(n)} = \frac{P_{o(n)}}{P_o} \quad [2]$$

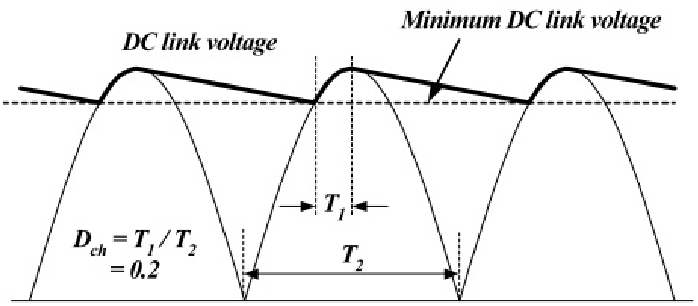
waar $P_{o(n)}$ het maximum uitgangsvermogen voor de n^e uitgang is. Voor voedingen met maar 1 uitgang is $K_{L(1)}$=1. Er wordt vanuit gegaan dat V_{o1} de referentie uitgang is die de terugkoppeling naar de controller verzorgt in normaal bedrijf.

STAP 2. Het vaststellen van de ingangscondensator en -spanning

Doorgaans wordt voor de DC ingangscondensator 2-3µF per Watt ingangsvermogen gerekend voor een standaard ingangsbereik van 85-265V_{rms} en 1µF per Watt ingangsvermogen voor Europese ingangsspanningen (195V-265V_{rms}). Is de DC ingangscondensator bepaald, dan is de minimum DC ingangsspanning:

$$V_{DC}{}^{min} = \sqrt{2 * (V_{line}{}^{min})^2 - \frac{P_{in} * (1 - D_{ch})}{C_{DC} * f_L}} \quad [3]$$

waarin C_{DC} de DC ingangscondensator is en D_{ch} de duty cycle waarmee C_{DC} geladen wordt volgens onderstaand plaatje, en die gewoonlijk gelijk is aan 0.2 * P_{in}. $V_{line}{}^{min}$ en f_L zijn gespecifeerd in STAP 1.



De maximale DC link spanning is gegeven door:

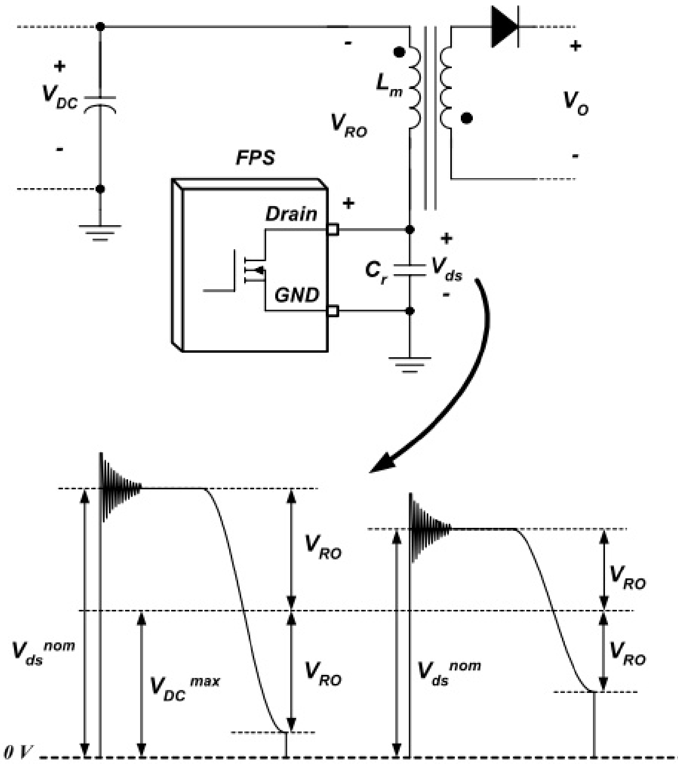
$$V_{DC}{}^{max} = \sqrt{2} V_{line}{}^{max} \quad [4]$$

waarin $V_{line}{}^{max}$ gedefinieerd is in STAP-1.

Degenen die me nu nog niet kwijt zijn, zitten waarschijnlijk op het puntje van hun stoel: waar héb je het over. De voeding zou immers niet uit het lichtnet, maar uit de 13,8V gaan werken. Wat betekent dat voor deze parameters? Daar worstelde ik ook een beetje mee. Laten we maar eens wat parameters gaan invullen. Om te beginnen is f_L nul. Er is immers geen frequentie bij gelijkspanning. Om dezelfde reden is D_{ch} 1. De dutycycle is 100% want alweer: gelijkspanning. Van de tweede term in de formule bovenaan deze pagina wordt het stuk boven de deelstreep nul. D_{ch} was immers 1 en dat maakt 1 - D_{ch} nul. Maar ondat f_L ook nul is, is het deel onder de streep eveneens nul. Delen door nul geeft doorgaans oneindig, maar in de wiskunde wordt nul gedeeld door nul als nul beschouwd. Dan blijft het kwadraat over, en uiteindelijk staat er dan resterend: $V_{DC}{}^{min} = V_{line}{}^{min}$. Ik stel de maximum ingangsspanning op 14V, en de minimale ingangsspanning op 10V. Daartussen wil ik dat de voeding werkt. Op basis daarvan kunnen we dan nu verder.

STAP 3 Bepalen van de gereflecteerde uitgangsspanning (V_{RO})

Gereflecteerde uitgangsspanning? Het is toch geen HF? Nee, maar er zit wel een transformator in. Alles wat je aan de secundaire doet, zie je getransformeerd terug aan de primaire. Het heeft zijn weerslag, ofwel: het "reflecteert".



Bovenstaand plaatje toont hoe de spanning verloopt aan de drain van een Quasi-resonant flyback converter. Als de MOSFET uitschakelt, komt de primaire spanning plus de uitgangsspanning geflecteerd naar de primaire kant (V_{RO}) op de MOSFET terecht en de maximale nominale spanning over de MOSFET ($V_{ds}{}^{nom}$) is

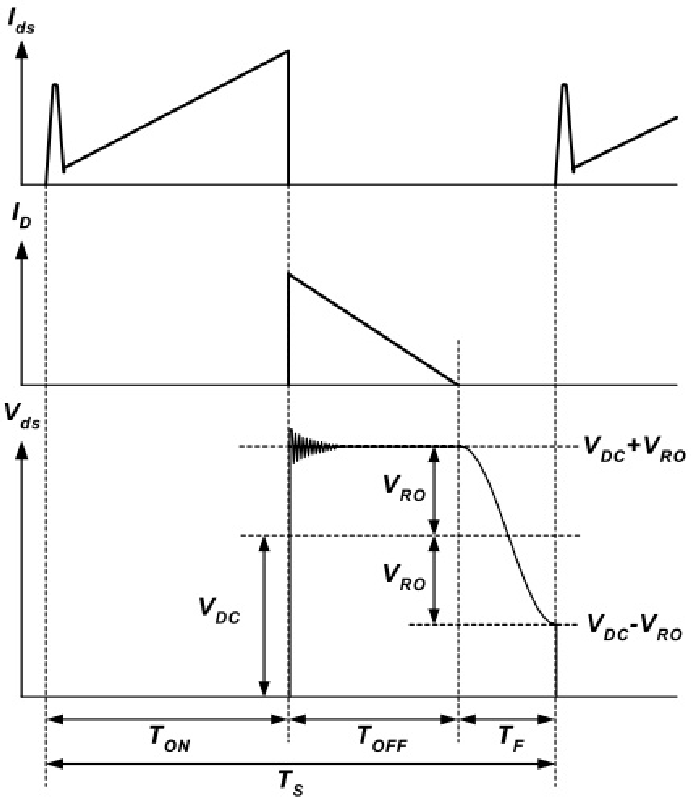
$$V_{ds}{}^{nom} = V_{DC}{}^{max} + V_{RO} \quad [5]$$

waar $V_{DC}{}^{max}$ overeenkomt met vergelijking [4]. Bij toenemende V_{RO} nemen de capacitieve schakelverliezen en de geleidingsverliezen van de MOSFET af. Maar: dat vergroot de spanningsbelasting van de MOSFET zoals uit het plaatje blijkt. Daarom moet V_{RO} bepaald worden als compromis tussen wat de MOSFET aan spanning kan hebben en de efficiency. Normaal wordt VRO als 120~180V bepaald zodat $V_{ds}{}^{norm}$ ongeveer 490~550V wordt (75~85% van de maxiale MOSFET spanning). Maar dat probleem hebben we hier niet, omdat $V_{ds}{}^{nom}$ maximaal 14V is. Ik hoef me over VRO dus helemaal geen zorgen te maken...

In mijn geval: Ik moet 130V uitgangsspanning hebben. Ik heb 10V voedingsspanning minimaal. Dat is een wikkelverhouding van 1:13. Mijn 130V komt dus als 10V V_{RO} terug op de primaire. De maximale totale spanning wordt dan 14V (de hoogste ingangsspanning die ik aangenomen had) + 10V en dat maakt 24V. No worries!

STAP 4 Bepalen van de primaire zelfinductie (Lm)

Onderstaand plaatje toont het verloop van de drainstroom van de MOSFET, de stroom door de secundaire diode en de drainspanning van een MOSFET in een Quasi-Resonant Converter.



Tijdens de uit-tijd T_{OFF} loopt de stroom door de diode(s) aan de secundaire kant van de transformator, en de drainspanning van de MOSFET wordt begrensd op (V_{DC} + V_{RO}). Als de stroom aan de secundaire kant naar nul nadert, begint de drainspanning te zakken als gevolg van resonantie van de uitgangscapaciteit van de MOSFET en de inductie aan de primaire kant (L_m). Om de schakelverliezen te beperken, is de FSCQ-serie zo ontworpen dat de MOSFET pas ingeschakeld wordt als de drainspanning zijn minimum bereikt (V_{DC} - V_{RO}).

Om de primaire zelfinductie (L_m) vast te kunnen stellen, moeten de volgende variabelen van tevoren vastgesteld worden.

- De minimale schakelfrequentie (f_s^{min}): De minimale schakelfrequentie treedt op bij de laagste ingangsspanning van de voeding en de volle belasting, en moet hoger zijn dan de minimale schakelfrequentie FPS (20kHz). Door f_s^{min} groter te kiezen, kan je met een kleinere transformator uit de voeten. Echter: dat resulteert in grotere schakelverliezen (die verliezen treden immers op terwijl de schakelaar van aan naar uit gaat en omgekeerd, wanneer én de spanning, én de stroom nog niet nul zijn. Hoe vaker per seconde je daar doorheen moet, hoe groter de verliezen). Kies daarom f_s^{min} als compromis tussen schakelverliezen en transformator afmetingen. Kan je die afweging niet maken, zet f_s^{min} dan rond de 25kHz. Ik koos 25kHz.
- De afvaltijd van de MOSFET drainspanning (T_F): zoals in het plaatje te zien is, is de afvaltijd van de MOSFET drainspanning de helft van de resonantieperiode. Die resonantie is het gevolg van de uitgangscapaciteit van de MOSFET (plus externe capaciteit!) en de zelfinductie van de primaire wikkeling. Door T_F te vergroten, kan je de EMI (Electro Magnetic Interference, storing) verkleinen. Maar dat heeft weer tot gevolg dat je de resonantiecapaciteit (C_r) moet vergroten en daarmee nemen de schakelverliezen weer toe. Immers, elke keer als de MOSFET inschakelt krijgt hij de lading van C_r voor zijn kiezen, voordat hij kan beginnen aan het opbouwen van het magnetisch veld. Dat is de stroompiek in het plaatje bij het begin van T_{ON}. Een goede waarde voor T_F is 2-2.5µs.

Na het bepalen van f_s^{min} en T_F wordt de maximale dutycycle berekend volgens:

$$D_{max} = \frac{V_{RO}}{V_{RO} + V_{DC}{}^{min}} * (1 - f_s{}^{min} * T_F) \quad [6]$$

waarin V_{DC}^{min} het resultaat is van vergelijking [3] en V_{RO} bepaald is in STAP 3. Met een V_{RO} van 10V, een V_{DC}^{min} van 10V, f_s = 25kHz en T_F = 2,5µs wordt D_{max} dan 0,46875 in mijn geval.

Nu zijn alle ingrediënten voor het berekenen van de primaire zelfinductie vastgesteld. Deze kan

vervolgens berekend worden volgens de volgende formule:

$$L_m = \frac{(V_{DC}{}^{min} * D_{max})^2}{2 * f_s{}^{min} * P_{in}} \quad [7]$$

Met de al eerder berekende parameters P_{in}, $V_{DC}{}^{min}$ en D_{max} uit respectievelijk vergelijkingen [1], [3] en [6], en een $f_s{}^{min}$ van 20kHz, kwam ik op een zelfinductie van ongeveer 88µH.

Nu L_m vastgesteld is, kunnen de maximale en RMS stromen door de MOSFET in normaal bedrijf berekend worden volgens:

$$I_{ds}{}^{peak} = \frac{V_{DC}{}^{min} * D_{max}}{L_m * f_s{}^{min}} \quad [8]$$

$$I_{ds}{}^{rms} = \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} * I_{ds}{}^{peak} \quad [9]$$

Dat leverde voor $I_{ds}{}^{peak}$ in mijn geval 2,67A op, en voor $I_{ds}{}^{rms}$ 1,06A. $V_{DC}{}^{min}$, D_{max} en L_m waren al bepaald in respectievelijk vergelijkingen [3], [6] en [7], en voor de minimale schakelfrequentie $f_s{}^{min}$ nam ik 20kHz.

STAP 5 Kies de juiste FSCQ

Nu moet bepaald worden welk type ik uit de FSCQ reeks moet kiezen, gebaseerd op de zojuist berekende stromen die er in de pieken maar ook continu gaan lopen. Een overzicht van de mogelijke FSCQ's zie je hieronder. Een in mijn geval compleet nutteloze actie, omdat de keuze door de lage voedingsspanning niet bepaald wordt door de maximale stromen, maar door de minimale weerstand in geleidende toestand. Dat had ik in het begin al geschreven. Alleen de FSCQ1565 komt dus in aanmerking.

Maximum Output Power					
PRODUCT	230VAC ±15%	85-265Vac	I_{LIM} (A)		
			Min	Typ	Max
FSCQ0565RT	70 W	60 W	3.08	3.5	3.92
FSCQ0765RT	100 W	85 W	4.4	5	5.6
FSCQ0965RT	130 W	110 W	5.28	6	7.84
FSCQ1265RT	170 W	140 W	6.16	7	7.84
FSCQ1465RT	190 W	160 W	7.04	8	8.96
FSCQ1565RT	210 W	170 W	7.04	8	8.96
FSCQ1565RP	250 W	210 W	10.12	11.5	12.88

STAP 6 Kies een transformatorkern en het minum aantal windingen

Dit is een belangrijke stap, want hiermee valt of staat de goede werking van je voeding. Complicerende factor is verkrijgbaarheid. Alle ingewikkelde onderdelen in deze voeding (FSCQ, Optocoupler etc) haalde ik deze keer bij Mouser vandaan. Er zijn nog maar een paar grote onderdelen leveranciers over: Conrad (elektronica algemeen), Reichelt (veel HF en meestal goedkoper dan Conrad, maar verzendkosten), Mouser (zeer ruim gesorteerd, maar duur) en Farnell (specialistisch). Mijn keuze werd ingegeven door drie overwegingen: technische eisen, verkrijgbaarheid en hang naar zekerheid. Die laatste is niet aan te bevelen zoals zal blijken.

Output Power	Core
70-100W	EER35
100-150W	EER40 EER42
150-200W	EER49

Bovenstaande tabel toont kernen die veel gebruikt worden in kleuren-TV toepassingen voor verschillende uitgangsvermogens. Bij het ontwerpen van de transformator moet je rekening houden met zowel de maximale flux-variatie tijdens normaal bedrijf (ΔB) als de maximum fluxdichtheid tijdens het schakelen (B_{max}). De maximale flux-variatie tijdens normaal bedrijf is gerelateerd aan de hysterese verliezen in de kern terwijl de maximale fluxdichtheid tijdens schakelen gerelateerd is aan de kernverzadiging.

Heb je een kern gekozen, dan is het minimum aantal windingen voor de primaire wikkeling van de transformator waarbij oververhitting van de kern voorkomen wordt, gegeven door:

$$N_P{}^{min} = \frac{L_m * I_{ds}{}^{peak}}{\Delta B * A_e} * 10^6 \quad [10]$$

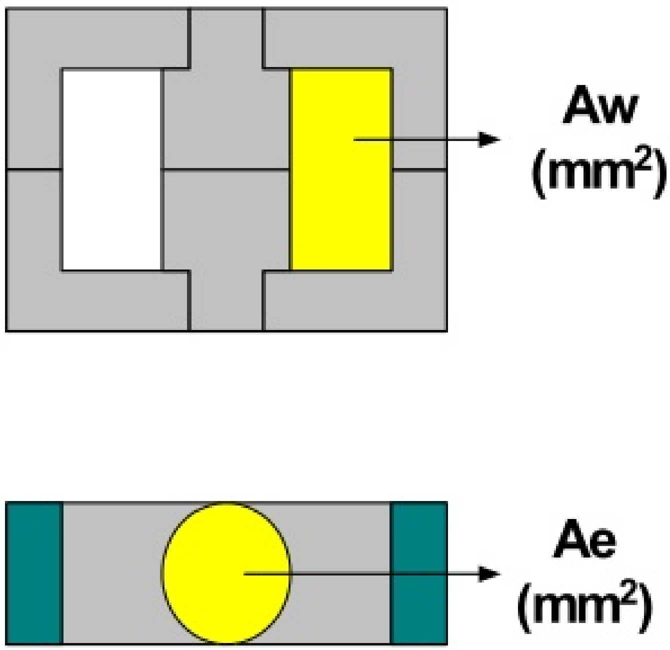
waarin L_m uit vergelijking [7] komt, $I_{ds}{}^{peak}$ de maximale drainstroom is uit vergelijking [8], A_e de transformatordoorsnede is in mm^2 en ΔB de maximale flux variatie in Tesla.

Zijn er verder geen gegevens bekend, neem dan voor ΔB = 0.25~0.30 T.

Aangezien de MOSFET drainstroom over I_{ds}^{peak} heen gaat en oploopt tot I_{LIM} in een foutsituatie, moet de transformator zo ontworpen worden dat hij niet in verzadiging gaat als de MOSFET drainstroom I_{LIM} bereikt. Daarom moet de maximale fluxdichtheid (B_{max}) bij het bereiken van I_{LIM} eveneens beschouwd worden als:

$$N_P{}^{min} = \frac{L_m * I_{LIM}}{B_{max} * A_e} * 10^6 \quad [11]$$

waarin L_m het resultaat is van vergelijking [7], I_{LIM} de stroomlimiet is, A_e de oppervlakte van de kern in mm² en B_{max} de maximale fluxdichtheid in Tesla is. Als kerntemperaturen stijgen, gaat een kern doorgaans eerder in verzadiging. Raadpleeg de databladen van de gekozen kern. Zijn er geen gegevens voorhanden, neem dan B_{max} = 0.35~0.4 T.



Wat bedoeld wordt met A_w (mm²) en A_e (mm²)

Zoals je ziet gaat men er in de application notes vanuit dat je E-kernen gebruikt. Omdat ik geen ander rekenvoorbeeld had, gebruikte ik deze kernen om verder mee te rekenen. Maar ik wilde geen E-kern, omdat ik die te open vond qua magnetisch veld. Dus koos ik voor een potkern. En wel met een A_L van 10.000, waar de E-kernen "slechts" 2600 hadden. Die waarde geeft aan hoeveel zelfinductie per winding er gerealiseerd wordt. Dat was dus een hoop meer dan berekend. Maar goed, laten we eerst eens kijken hoe nu de transformatorwindingen verder berekend worden. Voor de transformator koos ik dus een potkern, P36/22, geleverd door Mouser. Mouser heeft gelukkig ook specificatiebladen op de site staan, en daarin vinden we dit:

Electrical Properties	
A_L (nH)	10000 ±25%
Ae(cm²)	1.84000
ΣI/A (cm⁻¹)	2.90
l_e (cm)	5.53
V_e (cm³)	9.78000
A_{min} (cm²)	1.640

Vulllen we nu de A_e waarde in in vergelijking [10] met de volgende waarden:
Lm = 88µH
I_{ds}^{peak} = 2,67A
ΔB = 0,25
A_e = 184 (was gegeven in cm² dus maal 100 voor mm²)
dan volgt voor het minimum aantal windingen:

$$N_P{}^{min} = \frac{0,000088 * 2,67}{0,25 * 184} = 5,1$$

En dat is afgerond naar boven 6. Maar bij een AL van 10000 wordt de zelfinductie dan dus 360µH - bijna 4x meer dan berekend... Ik hou het spannend: meer daarover later...

STAP 7 Bepaal het aantal windingen voor de uitgangen

Voor de zender zijn vier voedingsspanningen nodig: 130V voor de anodespanning, 90V voor de schermroosterspanning, 10V voor het voeden van de remroosters van de eindbuizen en -7,5V voor de gloeispanning. Daarnaast moet er nog een wikkeling op voor de voeding van de FSCQ zelf waar tevens de synchronisatiepulsen van afgeleid worden. In de application note die ik als leiddraad gebruikte, was een mogelijkheid ingebakken om de voeding in een soort "standby" mode te plaatsen. Daarbij daalt dan de uitgangsspanning met een factor 3, en om de

synchronisatiepulsen, die 12V aan moeten kunnen tikken, dan nog betrouwbaar te laten werken, moet de spanning van deze wikkeling dus in normaal bedrijf 36V zijn. Dat plus 1V voor de diode betekent ongeveer 37V.

Allereerst moet de wikkelverhouding n berekend worden. Die verhouding wordt bepaald door de verhouding tussen de primaire wikkeling en de referentiewikkeling: dat wil zeggen de wikkeling waar de spanning op "gemeten" wordt. In ons geval de 130V wikkeling. De wikkelverhouding wordt dan:

$$n = \frac{V_{RO}}{V_{o1} + V_{F1}} \quad [12]$$

V_{RO} was al berekend in STAP 3 en is 10V. V_{o1} is de uitgangsspanning van de eerste wikkeling en dus 130V. V_{F1} is de forward spanning van de toegepaste gelijkrichtdiode: ik koos EGP20 Ultra Fast Recoverydiodes en die hebben een V_F van 1,7V onder vollast. Ik reken met V_F=1,5V. n wordt dan:

$$n = \frac{10}{130 + 1,5} = 0,076046$$

Daarna moet een gehele waarde voor N_{s1} gekozen worden zodat de berekende N_p groter is dan N_p^{min} volgens:

$$N_P = n * N_{S1} > N_p{}^{min} \quad [13]$$

Het aantal windingen voor elke ander (n^e) uitgang kan dan berekend worden als:

$$N_{s(n)} = \frac{V_{o(n)} + V_{F(n)}}{V_{o1} + V_{F1}} * N_{s1} \quad [14]$$

Op dat punt had ik zoiets van: Dit is een puzzel waar ik avonden mee zoet kan zijn. Als ik dit nou eens in een spreadsheet giet, zodat ik met de waarde van de windingen kan spelen om de zien hoe het het gunstigst uitkomt. Zo gezegd zo gedaan: Ik goot de formules in Excel en daarmee ziet het er uit zoals in onderstaand stukje screenshot te zien is. De verklaring van de velden is als volgt.

Onder Primair zit een van mijn variabelen die te wijzigen is. De tweede is in feite n, maar die ligt eigenlijk vast doordat V_{RO} en de 130V een gegeven zijn. In de bovenste rij naast het veld Primair zijn de gewenste uitgangsspanningen ingevuld. Het veld daaronder is het aantal windingen dat er dan op basis van de wikkelverhouding n gelegd zou moeten worden op de kern. Dat is natuurlijk geen geheel getal, dus staat in het veld dááronder de naar boven afgeronde gehele waarde. En daaronder staat dan weer de spanning die het gevolg is van deze afronding. Door nu met het aantal primaire windingen te spelen, kon ik proberen bij welk aantal windingen alle gewenste uitgangsspanningen zo dicht mogelijk in de buurt van de gewenste waarde kwamen. En daarbij was dus het in eerste instantie berekende aantal van 6 helemaal zo ongunstig nog niet, zeker in aanmerking nemende dat het bij buizen niet op cijfers achter de komma aankomt. Alleen de gloeispanning komt bijna een volt te hoog uit, maar om dat te compenseren is een extra diode opgenomen in de voeding zodat daar wat spanning weggewerkt wordt. En dat verklaart de tweede diode in het schema. Dat heeft dus niets met extra gelijkrichting te maken, maar vreet gewoon een beetje teveel spanning op.

In STAP 8 wordt de opstartweerstand bepaald. Daar kan je ingewikkelde berekeningen op loslaten, maar ik bepaalde die weerstand al aan het begin van mijn betoog: niet zo klein dat hij de FSCQ blijft voeden in overload toestand, en niet zo groot dat hij de opstartstroom niet kan leveren. 10k dus in dit geval. En in STAP 9 wordt de draaddikte bepaald. Dat zal ongetwijfeld nodig zijn als er secundair ampères lopen, maar die lopen er niet. De hoogste stroom die er loopt is de gloeistroom van ca. 100mA, en daarvoor vond ik 1mm draad genoeg, zonder er aan te rekenen. Die 6 windingen hebben heus niet

Primair	7,5	10	37,7	90	130	AL	Inductance	n
6	5,406844	6,908745	23,54981	54,96958	79	10000	360	0,076046
	6	7	24	55	79			
	8,487342	10,1519	38,44937	90,05063				

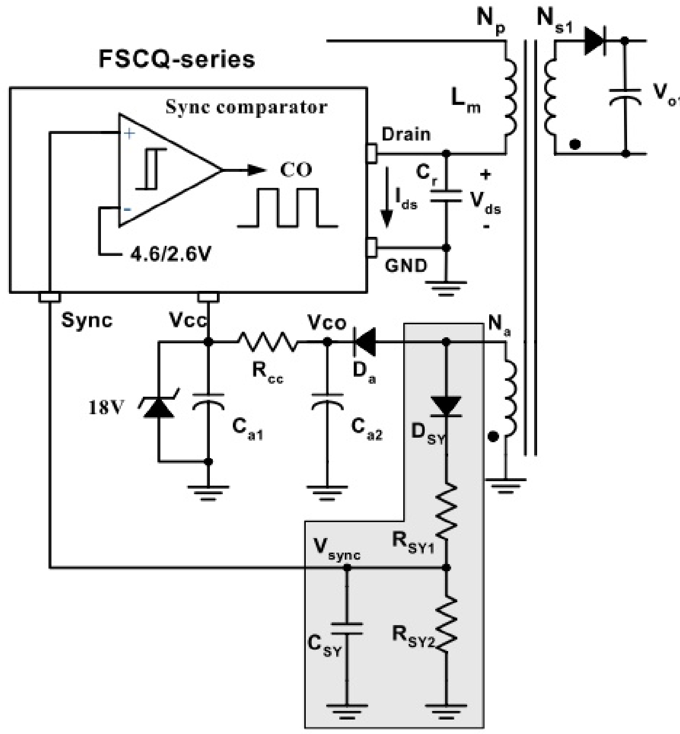
zoveel weerstand dat dat problemen oplevert... In de berekening wordt dan wel meegenomen of het aantal windingen met een bepaalde draaddikte wel past binnen de ruimte die je daarvoor hebt (A_w). In mijn geval had de potkern voldoende ruimte. Ik hoef geen keuze te maken voor een andere kern zoals het stroomdiagram suggereert.

STAP 10 is het kiezen van de gelijkrichtdiodes. Ik vond het stroomdiagram op sommige punten een hoog kip-ei gehalte hebben en dit is er een van. Je moest al eerder besluiten wat de V_F van een diode was in verband met het berekenen van het aantal secundaire windingen. Maar pas in deze stap worden de diodes bepaald! En daarmee uiteraard de V_F. Ik deed dat dus al eerder. De diodes werden gekozen op sperspanning en Fast Recovery: EGP20J voor de 130V wikkeling en EGP20D's voor de overige wikkelingen. De diode die een deel van de gloeispanning op moet eten werd een gewone 1N4007. Op dat punt staat immers al gewoon gelijkspanning en daar is een Fast Recovery diode een beetje zonde.

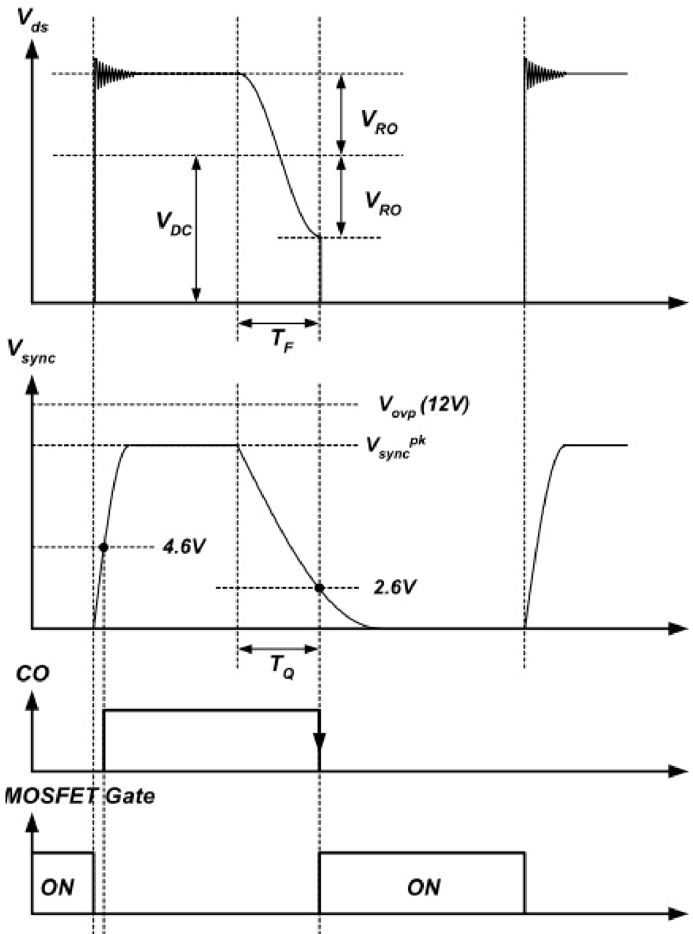
STAP 11 is het bepalen van de afvlakcondensatoren. Dat heeft een hoog theoretisch gehalte, en is ongetwijfeld zinvol als je voeding een hoop stroom moet leveren. Maar dat is hier niet aan de orde. Nogmaals: de hoogste stroom is de gloeistroom van 100mA. Bij laagspanning wordt in de regel 1000µF per ampère gerekend. 220µF voor de hogere spanningen (130 en 90V) en 470µF voor de lagere spanningen leek me meer dan genoeg. Het probleem is hier niet zozeer de capaciteit van de condensatoren, maar de ESR: de Effectieve Serie Resonantie. Dat zorgt ervoor dat een condensator op een bepaald moment een seriekring is, en boven die frequentie verliest hij dan zijn functie omdat hij zich dan inductief gaat gedragen. Extra filteren met een spoel en condensator is dan een optie om de rimpel te minimaliseren. Ik zet hier en daar wel wat extra condensatoren over de voeding, maar ik verwacht eigenlijk geen problemen. Ik heb hier dus verder niet aan gerekend maar best practice gebruikt.

STAP 12 Berekenen van het synchronisatienetwerk

De FSCQ-serie controllers maken gebruikt van een quasi-resonante schakeltechniek voor het minimaliseren van schakelstoringen en verliezen. In deze techniek wordt een condensator (C_r) toegevoegd tussen de MOSFET drain en source zoals in onderstaand plaatje te zien is.



De golfvormen die daarbij horen zie je op de volgende bladzijde. De externe condensator verkleint de opgaande flank van de drainspanning, waardoor de EMI die veroorzaakt wordt door het afschakelen van de MOSFET verkleind wordt. Om de schakelverliezen van de MOSFET te beperken, moet de MOSFET ingeschakeld worden als de drainspanning zijn minimum waarde bereikt zoals op de volgende bladzijde te zien is. De optimale MOSFET inschakeltijd wordt indirect gedetecteerd door het monitoren van de spanning op de V_{cc} winding zoals in beide plaatjes getoond wordt. De uitgang van de sync detect comparator (CO) wordt hoog zodra de sync spanning (V_{sync}) hoger wordt dan 4.6V en wordt laag als V_{sync} onder de 2.6V komt. De MOSFET wordt ingeschakeld op de neergaande flank van de sync detect comparator uitgang (CO).



De piekwaarden van het sync signaal wordt bepaald door de spanningsdeler die gevormd wordt door R_{SY1} en R_{SY2}:

$$V_{sync}{}^{peak} = \frac{R_{SY2}}{R_{SY1}+R_{SY2}} * V_a{}^{normal} \quad [33]$$

Kies de spanningsdeler R_{SY1} en R_{SY2} zodat de piekwaarde van de sync spanning (V_{sync}^{pk}) lager is dan de OVP (Over Voltage Protection) spanning (12V) om te voorkomen dat de OVP triggert tijdens normaal bedrijf. Normaal wordt V_{sync}^{pk} gekozen tussen de 8~10V. Om V_{sync} te kunnen synchroniseren met de MOSFET drain-spanning, moet de sync condensator (C_{SY}) zo gekozen worden dat T_F gelijk is aan T_Q zoals in bovenstaand plaatje. T_F en T_Q worden gegeven door:

$$T_F = \pi * \sqrt{L_m * C_{eo}} \quad [34]$$

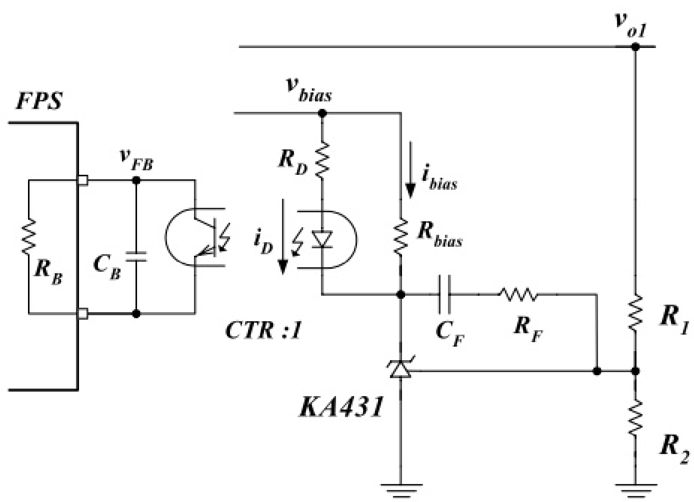
$$T_Q = R_{SY2} * C_{SY} * ln\left(\frac{V_a^{normal}}{2.6} * \frac{R_{SY2}}{R_{SY1}+R_{SY2}}\right) \quad [35]$$

waarin L_m de inductie van de primaire wikkeling is, N_s en N_a het aantal windingen van respectievelijk de uitgangswikkeling en de V_{cc} wikkeling, V_a^{normal} is de V_{cc} spanning in normaal bedrijf en C_{eo} is de effectieve uitgangscapaciteit van de MOSFET (C_{oss}+Cr).

De eerlijkheid gebied me te zeggen dat ik het niet heb uitgerekend. De voorgestelde waarden in de application note kwamen goed overeen met wat ik zelf in gedachten had; alleen omdat de eigen capaciteit van een FSCQ1565 zo'n 200pF groter is dan van een FSCQ0565, verkleinde ik C_r van 1nF in de application note naar 820pF. Daarmee komt de totale capaciteit op zo'n 2nF.

STAP 13 Bepalen van het terugkoppelcircuit

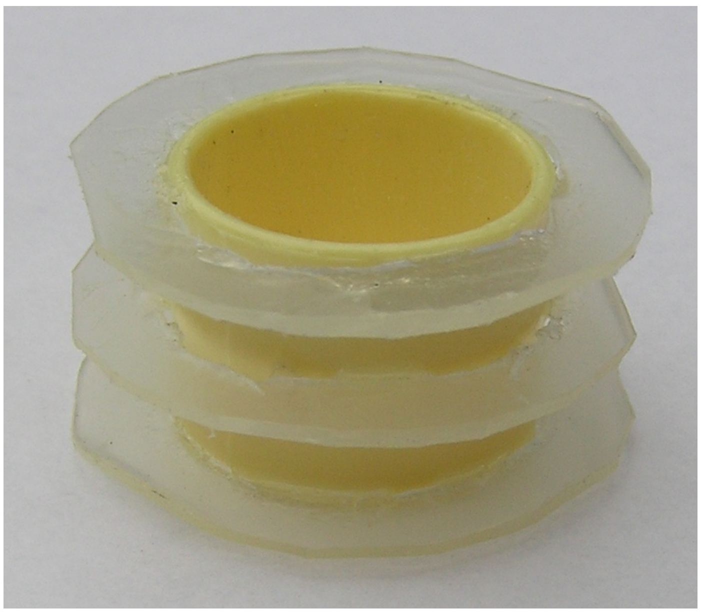
Omdat er een scheiding tussen de primaire en de secundaire delen van de voeding zijn, moet op een of andere manier overdracht van de status van de secundaire spanning plaatsvinden. Dat geschiedt met een optocoupler, zoals in onderstaand schema te zien is.



De KA431 is een spanningsreferentie/comparator die in geleiding gaat zodra de ingang (die aan de zijkant van het zenersymbool is weergegeven) boven de nauwkeurige interne referentiespanning van 2,5V komt. De spanningsdeler R_1/R_2 moet dus zó berekend worden, dat de 130V naar 2,5V gedeeld wordt. Dat was het makkelijke stuk. De weerstanden R_D en R_{bias} paste ik aan ten opzichte van de application note: ongeveer een factor 2 a 3 kleiner omdat mijn spanning op Vbias slechts 10V is.

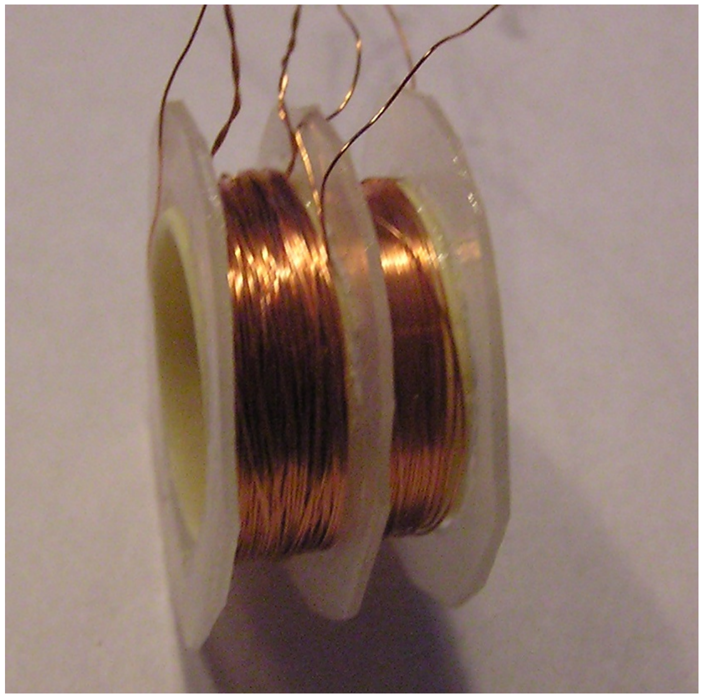
C_B was in de application note 47nF. De exacte berekening van deze condensator staat nergens aangegeven, maar belangrijk was hij wel. Tijdens het testen van de voeding bleek dat deze nogal wat moeite met starten had, vermoedelijk als gevolg van de geringe belasting en het dientengevolge snel aanspreken van de Over Voltage Protection (OVP). Uiteindelijk zette ik 100n extra over deze condensator zodat de totale waarde nu 147nF is, en de startproblemen waren verholpen.

En toen was het tijd om de transformator te wikkelen. Complicerende factor: er was geen spoelvorm bij de potkern geleverd. Jeweetwel, zo'n stuk plastic met kamers waarin je de wikkelingen kunt leggen. En hoe krijg je nou die wikkelingen in die potkern zonder spoelvorm. Nou, niet. Die moest dus gemaakt worden. Het geluk was met mij: een stukje afgezaagd installatiepijp paste precies om de binnenkern. Van een plastic doosje van één van de Conrad onderdelen knipte ik zo goed en zo kwaad als het ging drie ringen, die met secondenlijm op het stukje installatiepijp vastgezet werden.



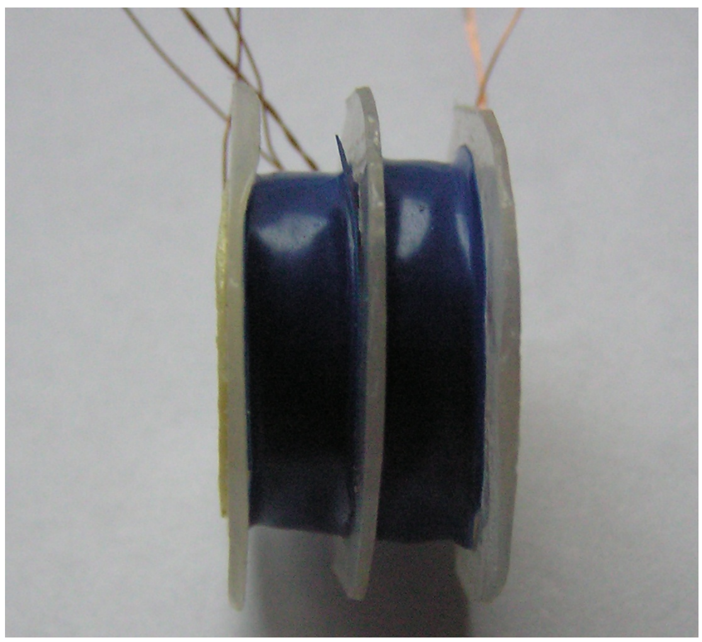
Spoelvorm gemaakt van een stukje installatiepijp en drie plastic ringen, geknipt uit een plastic doosje

Twee kamers was gezien het beschikbare materiaal het maximum. Ik besloot om in de eerste kamer de 24 windingen voor de V_{cc} wikkeling te leggen, en in de tweede kamer de 79 windingen voor de 130V, met aftakkingen op 7 en 55 windingen voor respectievelijk de 10V en 90V. De aftakkingen werden gemaakt door de draad over een centimeter of 5 in elkaar te twisten en daarna weer verder te wikkelen.

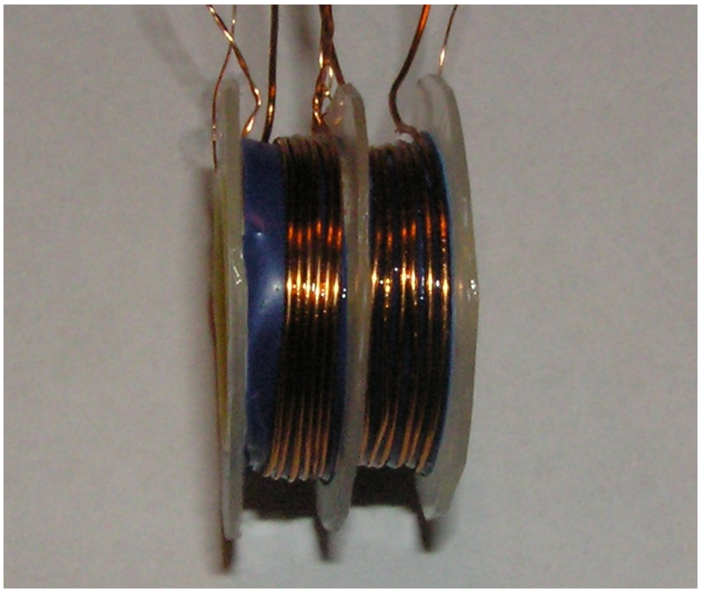


De twee wikkelingen. Links voor de 130V met aftakkingen, rechts de Vcc

Vervolgens werd een laag isolatieband aangelegd, zodat daarover de 6 windingen voor de primaire, en de 6 windingen voor de gloeidraad gelegd konden worden.

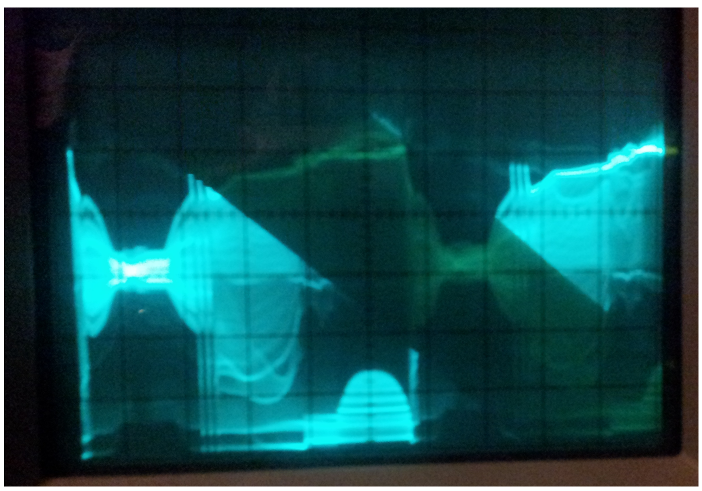


Voor de onderste laag werd 0,5mm geëmailleerd koperdraad gebruikt, en voor de twee wikkelingen van 6 windingen werd 1mm draad gebruikt, omdat die twee de meeste stroom voeren.



Zoals te zien is op de foto, passen de wikkelingen ruim binnen de beschikbare ruimte op de zelfgemaakte spoelvorm, ondanks dat ik het beschikbare "venster" A_w niet berekend heb. De spoelvorm met wikkelingen werd ondergebracht in de potkern, en deze werd met een bout op een stuk experimenteerprint bevestigd. Hou rekening met de wikkelrichting, want anders is het geen flyback converter meer: als aan de secundaire kant alle wikkelingen aan de onderzijde beginnen (en dat geldt ook voor de V_{cc} wikkeling), dan begint de primaire wikkeling aan de bovenzijde. De voeding werd verder geheel op de experimenteerprint ondergebracht, waarbij er rekening mee gehouden is dat ongeveer de helft van de experimenteerprint vrij blijft voor de zender. Die twee wil ik namelijk graag op dezelfde print hebben.

En toen was het zover. Tijd voor de Smoke-test. Ik belastte de gloeidraadwikkeling tijdelijk met een 300 Ohm weerstand, zette 4k3 over de 130V (die weerstand had ik toevallig liggen in 5W uitvoering), 100k over de 90V en de 10V is al belast met de terugkoppelschakeling. 13,8V aangesloten op de ingang en kuchend en piepend kwam de zaak tot leven. Het ding was niet om aan te horen. Dat was natuurlijk logisch: ik had berekend dat de primaire zelfinductie 88µH moest zijn, maar door de A_L 10.000 te kiezen, was de feitelijke zelfinductie 360µH zoals ik al eerder schreef. Het gevolg is dat de resonantiefrequentie in combinatie met C_r en de MOSFET capaciteit enorm omlaag gaat, en daar reageert de triggerschakeling op. Hij zal op een kHz of 4 uitgekomen zijn, en dat had een wel héél lage WAF (Wife Acceptance Factor). Er kwam een kreet van beneden: "Waar ben jij mee bezig??" Dit was het niet. Ik besprak de problematiek op een van onze clubavonden, en Paul PA1PW suggereerde om een vloeitje (of iets anders duns) tussen de twee potkernhelften te leggen. Daarmee creëer je een luchtspleet waardoor de zelfinductie omhoog vliegt. Paul had dat menigmaal toegepast bij transformatoren die teveel zelfinductie bleken te hebben. Ik knipte twee plastic ringetjes - omdat ik papier niet vertrouw met vocht, olie of andere substanties - van de cellofaan afdichting van een pakje kokosbrood. (Je ziet, alles is bruikbaar), Na deze tussen de potkernhelften geschoven te hebben, was de fluittoon tot boven mijn gehoorgrens verdwenen. Wat bleef, was een soort nare reutel-ruis. Ik kan het moeilijk anders omschrijven. Met de scoop op de drain van de MOSFET werd een wazig patroon zichtbaar.

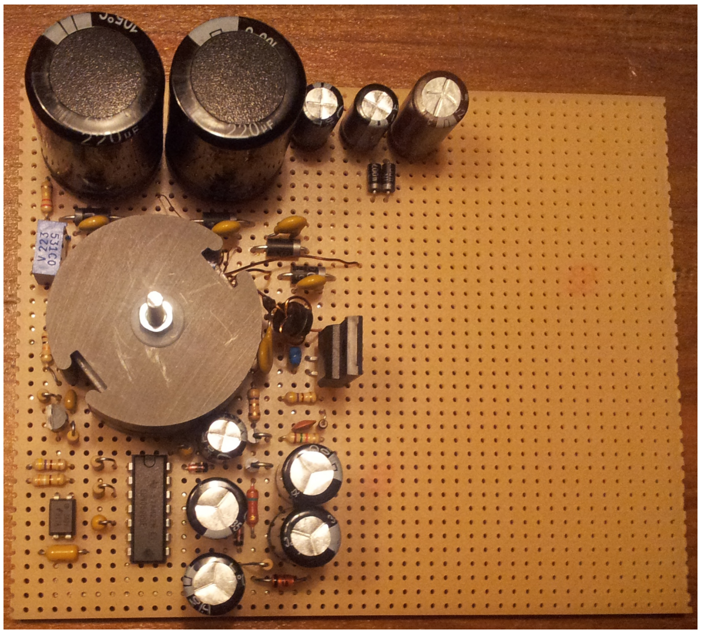


Ondanks de interferentie tussen sluitertijd en afbuiging is te zien dat het een brei van signalen is, wat tot gevolg had dat de FSCQ na een minuutje afschakelde op temperatuur. Ik had er namelijk (nog) geen koelplaat op geschroefd. Maar al had hij die wel gehad, dan was gezien het verloop van de spanning de warmte-ontwikkeling nog steeds hoog geweest. Ik zal je de lange versie van het onderzoek besparen, maar uiteindelijk merkte ik dat de patronen veranderden als ik de potkern aanraakte. Wat ik me niet gerealiseerd had, was dat ferriet gewoon

geleidend materiaal is. Door de zwerfstromen daarin ontstaan ook spanningen, en dat gaat een eigen leven leiden. Ik verving de kunststof ring die onder de moer zat die de twee helften bij elkaar houdt door een metalen ring met een soldeerlip daar bovenop, en legde de soldeerlip met een stuk verzilverd koperdraad aan massa. En toen was het probleem opgelost. De FSCQ schakelt er lustig op los, en de anodespanning laat zich keurig afregelen op 130V.

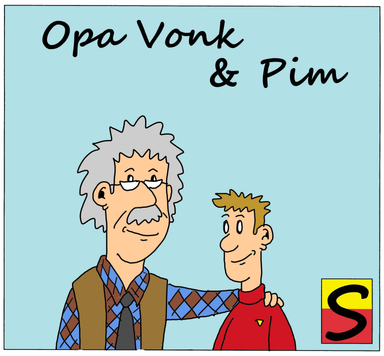


Rechts boven aan de pagina zie je de voeding net voordat hij helemaal af was. Er is aan de reeks uitgangscondensatoren een extra condensator toegevoegd achter de twee in serie geschakelde diodes die in de -7,5V zijn opgenomen. Uiteindelijk was maar 1 diode noodzakelijk om de spanning voldoende omlaag te krijgen voor de gloeidraden. De aarding van de potkern is hier ook nog niet te zien, en tevens is de FSCQ nog niet van een koelplaatje voorzien. Dat is uiteindelijk wel gedaan, omdat onder flinke belasting de temperatuur van een kale schakeltor al gauw oploopt. Wat ik ook gedaan heb, is "bleeder" weerstanden over de hogere spanningen gezet. 100k over zowel de 130V als de 90V. Om te beginnen loopt de spanning dan tenminste weg als je aan het experimenteren bent en er door allerlei problemen geen anodestroom loopt: condensatoren van 220µF houden hun spanning héél lang vast kan ik je uit ervaring vertellen. Het kostte me een buis, maar daarover meer in deel twee. Daarnaast vindt de voeding het niet leuk om onbelast te zijn: als er geen stroom afgenomen wordt is het immers lastig om de spanning te regelen. En zo snijdt het mes aan twee kanten.

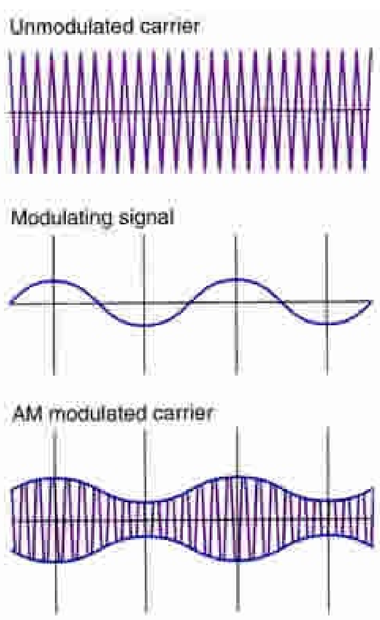


De voeding vrijwel gereed. Aan de bovenrand van de print de uitgangen: de condensatoren voor respectievelijk 130V, 90V, 10V en -7,5V.

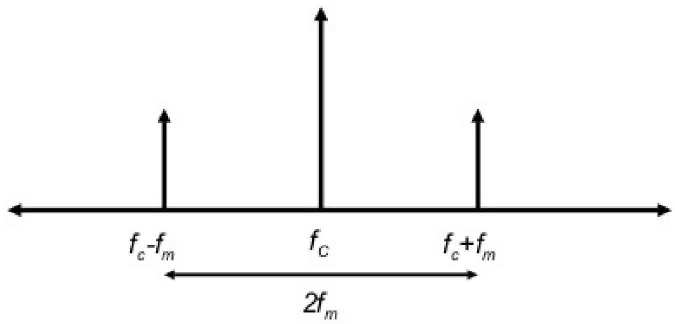
Hiermee eindigt deel 1 van het Spoetnik project. Het is een vrij theoretisch verhaal geworden, maar aan de andere kant wilde ik laten zien dat het ontwerpen van dit soort voedingen ook niet meer is dan een invul oefening. Application Note AN-4146 (google er maar eens op) geeft je een compleet rekenvoorbeeld voor een kleuren-TV voeding. Ik heb het als leidraad gebruikt voor mijn eigen berekeningen, en veel ervan vind je dan ook terug in dit artikel. Het moeilijkste is nog dat niet alles altijd bekend is, en dat je soms aannames moet doen. Mijn afwegingen heb ik hier geprobeerd te beschrijven. Mijn grootste uitdaging was dat ik niet van 300V uitging, maar van 13,8V. Wat geven de formules voor resultaat? Is dat werkbaar? Loont het dus de moeite om het in de praktijk te proberen? Voor de prijs hoefde ik het niet te laten: de FSCQ1565 (de zwaarste uitvoering van de schakelende controller) kost maar €2,83. Mijn doel was om ervaring op te doen met een complexere schakelende voeding met meerder uitgangen. Kan altijd handig zijn voor het voeden van buizenschakelingen in de toekomst. De missie is geslaagd: een hoop ervaring rijker en een werkende voeding voor deel 2: de Spoetnik zender.



Opa Vonk keek geamuseerd naar zijn kleinzoon Pim, die met zijn hoofd in zijn handen treurig naar een handgetekend schema vol met krabbels zat te kijken. "Is je hoofd te zwaar, Pim?" informeerde Opa quasi-bezorgd. "Haha", antwoordde Pim zonder te lachen. "Ik ben bezig om zelf een zendertje voor 20m te ontwerpen, maar ik weet niet goed hoe ik een enkelzijband signaal kan maken. Dan moet ik een scherp filter hebben, en hoe ik dat allemaal goed krijg: geen idee." Opa fronste zijn wenkbrouwen. "Maar waarom enkelzijband?" vroeg hij. Pim keek hem verbaasd aan. "Dat is toch zo ongeveer de enige door amateurs gebruikte modulatiesoort, buiten dat dinosaurusdialect dat U morse noemt?" vroeg hij. Opa verkleurde iets, maar reageerde wijselijk niet op Pim's opmerking. "Dat wel, maar wat ik bedoelde is dat je niet persé enkelzijband hoeft te maken om door andere amateurs gehoord te worden", zei Opa. "Maar wat dan wel? AM?", vroeg Pim. Opa schudde zijn hoofd. "Laten we eens wat modulatiesoorten de revue laten passeren. Plus de voor- en tegens. Misschien dat ik je dan kan overhalen om eens wat alternatieve paden te bewandelen. AM is historisch inderdaad de oudste telefonie modulatiesoort. Het bestond er uit dat een draaggolf in het ritme van het audio in sterkte veranderd werd. Voordeel van deze modulatie methode is dat het demoduleren eenvoudig is. Een diode en een condensator zijn voldoende om de omhullende van de draaggolf af te pellen. Maar energie



technisch is het een uiterst onrendabele modulatiesoort. Als je het gemoduleerde signaal in het frequentiedomein gaat bekijken, zie je dat naast de draaggolf twee zijbanden ontstaan, die in frequentie de som van draaggolf en modulerende frequentie, en het verschil van draaggolf en modulerende frequentie zijn. In onderstaand plaatje: f_c+f_m en f_c-f_m.



Maar laten we eens naar de vermogensverhoudingen kijken. Wat is het maximale uitgangsvermogen van mijn zender?". "100W", antwoordde Pim. "Dat is juist, en dat is bij maximale uitsturing. Kijk eens naar het plaatje linksonder. In rust heeft de draaggolf een bepaalde waarde. Bij 100% modulatie varieert de topwaarde van de draaggolf tussen nul en twee maal de nominale waarde. Eens?" vroeg Opa. Pim keek een tijdje naar het plaatje en knikte. "En wat weet je van vermogen als de spanning verdubbelt?" vroeg Opa. Pim dacht even na en zei: "De formule voor vermogen is:

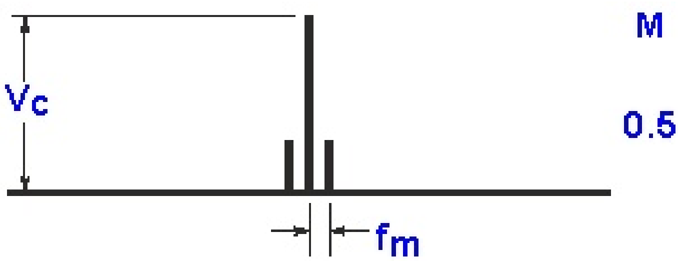
$$P = \frac{U^2}{R}$$

Dat heeft U er lang genoeg ingeramd." "Precies", knipoogde Opa. "Het vermogen neemt toe met het kwadraat van de spanning. Dus als mijn draaggolf spanning verdubbelt, verviervoudigt mijn vermogen. En dat is waarom je maar 25W draaggolf hebt als je een 100W zender op AM zet. Bij 100% modulatie haalt hij dan in de pieken die 100W wel, maar om dat onvervormd te kunnen doen, mag de draaggolf dus niet meer dan een kwart van dat piekvermogen zijn. En dat is 25W. Dat is het draaggolfvermogen. Dan gaan we nu eens kijken naar de energieverdeling tussen draaggolf en zijbanden. Want de energie in de zijbanden is uiteindelijk de energie die de informatie overdraagt, niet de energie in de draaggolf.

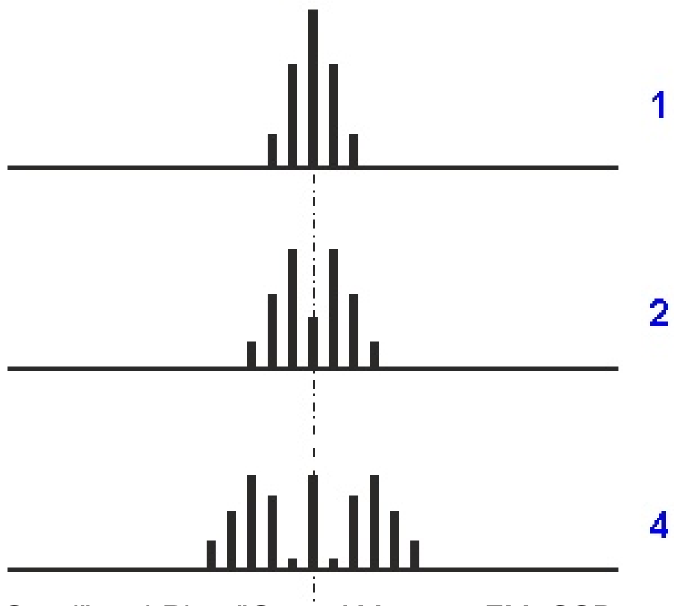
En nu wordt pas duidelijk hoe inefficiënt AM is. Want bij die carrier van 25W komen in het totaal twee zijbanden. In die twee zijbanden gaat het halve vermogen van de carrier zitten. Dus 12,5W. Elke zijband heeft dus bij 100% modulatie 6,25W vermogen. Dat scheelt een factor 16 met enkelzijband, waar je het volle vermogen in één zijband kunt stoppen! En daarom is AM niet zo handig." besloot Opa. "Maar wat dan wel?" vroeg Pim. "FM wordt toch niet gebruikt op HF? En waarom eigenlijk niet?" vroeg Pim. "Ook inefficiënt", antwoordde Opa. "Maar dan in bandbreedte. Ook bij FM heb je een draaggolf. Maar als je die in frequentie gaat moduleren, ontstaat er in principe een oneindig aantal zijbandjes rond die draaggolf. De sterkte daarvan is afhankelijk van de modulerende frequentie én van de mate waarin de draaggolf uit frequentie wordt getrokken: de zwaai. De verhouding tussen zwaai en modulerende frequentie noemen we de modulatie-index m.

$$m = \frac{\Delta f_c}{f_m}$$

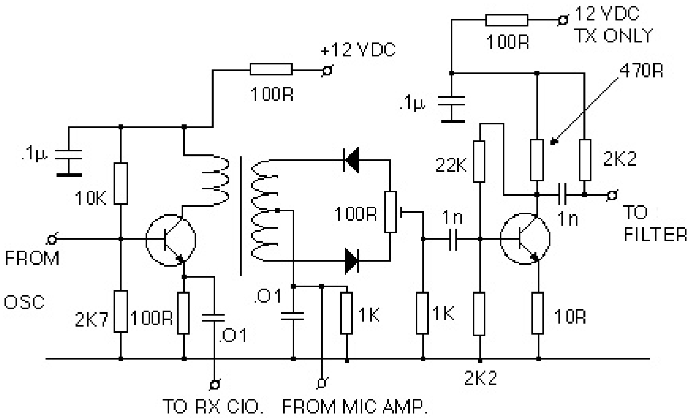
Omdat de bandbreedte oneindig is, definiëren we deze bij FM als die breedte waarin 98% van het vermogen gaat zitten. Is m klein (0,5), dan bestaat een FM signaal uit een draaggolf en twee zijbanden, net als bij AM. Alleen is de lage zijband 180° in fase gedraaid.



Maar als de modulatie-index toeneemt, dan gaat het al gauw erg hard met de zijbanden en dus ook met de bandbreedte. Stel dat we 3kHz zwaai nemen, en dat is al niet veel. En dat we 3kHz moduleren. Ongeveer de bovengrens van een spraaksignaal. Dan is de modulatie-index m=1. Je ziet in het plaatje dat je dan aan elke kant twee zijbanden krijgt. Dat is een signaal dat 4x 3kHz breed is, oftewel 12kHz. Blèr je een beetje door, dan is de bandbreedte met m=2 al 18kHz. Daar kunnen moeiteloos 6 SSB stations in. Ergo: FM is niet geschikt voor HF."



"Goed", zei Pim. "Geen AM, geen FM, SSB was me te moeilijk, wat dan wel?". "DSB", antwoordde Opa. "Dubbel Zijband met onderdrukte draaggolf. Een zeker door de beginnend hobbyist miskende mode. Je hebt weliswaar twee zijbanden, waardoor je de helft van je vermogen tevergeefs de lucht in slingert omdat daar niemand naar luistert, maar aan de andere kant scheelt dat aan de ontvangstkant maar 3dB, en dat is een half S-punt. Dat verschil is te verwaarlozen. Je neemt wel de dubbele bandbreedte in, dus dat gaan ze op volle banden zoals 40m niet leuk vinden, maar op 20m kan je dat nog makkelijk doen zonder iemand in de weg te zitten. Het is heel eenvoudig te maken, je hebt er geen moeilijke, kritisch af te regelen ladderfilter/BFO combinatie voor nodig en het leent zich prima voor het gebruik met - ook weer eenvoudige - direct conversie ontvangers, omdat je de draaggolf oscillator voor zowel detectie als moduleren kunt gebruiken. En geloof me, niemand hoort dat je een andere zijband meezendt", besloot Opa. "Maar hoe maak ik dan zo'n DSB signaal?" vroeg Pim. "Ik heb daar wel een simpel ontwerpje voor in mijn archief", zei Opa. "Kijk maar eens naar dit tekeningetje", en hij wees op een slordig kopietje uit een ordner vol met deelschakelingetjes. "Zoals je ziet zijn er maar twee transistortjes nodig, en geen filters. Daarmee maak je een DSB signaal wat je zo in een eindtrap kunt stoppen. Aan de linkerkant zie je een stuurtransistor die de primaire van een transformator aanstuurt. Daarvoor kan je bijvoor-



beeld een FT37-43 ferrietkern nemen waarop je trifilair - dat wil zeggen drie in elkaar gedraaide draden - een paar windingen legt, afhankelijk van de gebruikte frequentie. Eén winding wordt de primaire, en de andere twee zet je in serie, waarbij de middenaftakking dan de ingang wordt voor het laagfrequent signaal. Aan de secundaire kant worden twee dioden geplaatst, en dat mogen gewone 1N4148's zijn. Het helpt wel als je ze 'paart': dat wil zeggen op de multimeter zó selecteert dat ze dezelfde doorlaatspanning aangeven. Heb je geen multimeter met een halfgeleider meetstand, neem dan een weerstand van 10k en sluit die in serie met de te meten diodes aan op je shackvoeding van 13,8V. Meet met een digitale voltmeter de spanning over de diode en zoek twee diodes uit waarvan de waarden zo dicht mogelijk bij elkaar liggen. Hoe meer de diodes gelijk zijn, hoe beter de draaggolfonderdrukking is. De balansmixer - want dat is het - wordt gevolgd door een buffer-annex versterkertrapje, en het gevolg is een dubbelzijband uitgangssignaal. Met de potmeter kan je de draaggolfonderdrukking optimaliseren. Dat kan op een spectrum analyzer, maar ook gewoon op een amateur ontvanger. Gebruik de S-meter als indicator en draai aan de potmeter totdat de aanwijzing minimaal is. En natuurlijk kan je deze schakeling laten volgen door een kristalfilter waarmee je één van de zijbanden afsnijdt. Echter: een kristalfilter heeft een vaste frequentie en wil je daar een eenvoudige set mee maken, dan moet je toch weer met mixers gaan werken. Denk aan de BitX20, die werkt volgens dat principe. Maar als je hier een VFO in stopt, bijvoorbeeld zo'n digitale met Si570, of een meetzender, dat gaat ook, dan heb je over het hele bereik gewoon dubbelzijband. Het is echt de moeite van het proberen waard", besloot Opa. Pim keek een tijdje argwanend naar de schakeling, alsof hij niet kon geloven dat het zo simpel zou zijn. Geen kristalfilters, en toch gehoord worden in enkelzijband? Hij besloot om het eens te gaan proberen. Met behulp van Opa's meetzender zou hij dan al gauw een prototype van een simpel zendertje kunnen testen. Hoe meer hij er over nadacht, hoe enthousiaster hij werd, en hij besloot het erop te wagen en Opa's junkbox te gaan plunderen voor de benodigde onderdelen.

Voice Operated Control Switch

Veel koopdozen hebben het standaard ingebouwd (als je het tenminste kunt vinden in het oerwoud van menu's): zelfs een Baofeng beschikt er over. Maar zelfbouwsetjes meestal niet. Terwijl het toch zo simpel is. Misschien zelfs een uitbreiding voor onze VHF bouwkit? En niet te moeilijk ook. Een VOX, voluit Voice Operated Control Switch. Te gebruiken als je je handen niet vrij hebt, bijvoorbeeld als je zit te knutselen in de shack terwijl je toch aan een ronde mee wilt doen. Het schema van een simpele VOX vind je op de volgende bladzijde. Het principe is eenvoudig: de schakeling bestaat uit een dubbele operationele versterker (1458, eigenlijk twee 741's in een huisje) waarvan de eerste ingesteld staat op een versterking van 100x (namelijk R3/R1). Omdat opamps graag uit symmetrische voedingen gevoed willen worden en die hier niet voorhanden is, wordt deze op de halve voedingsspanning ingesteld met de weerstanden R2 en R4. De tweede opamp heeft geen terugkoppeling en doet dus feitelijk dienst als detector, waarvan de detectiedrempel ingesteld wordt met

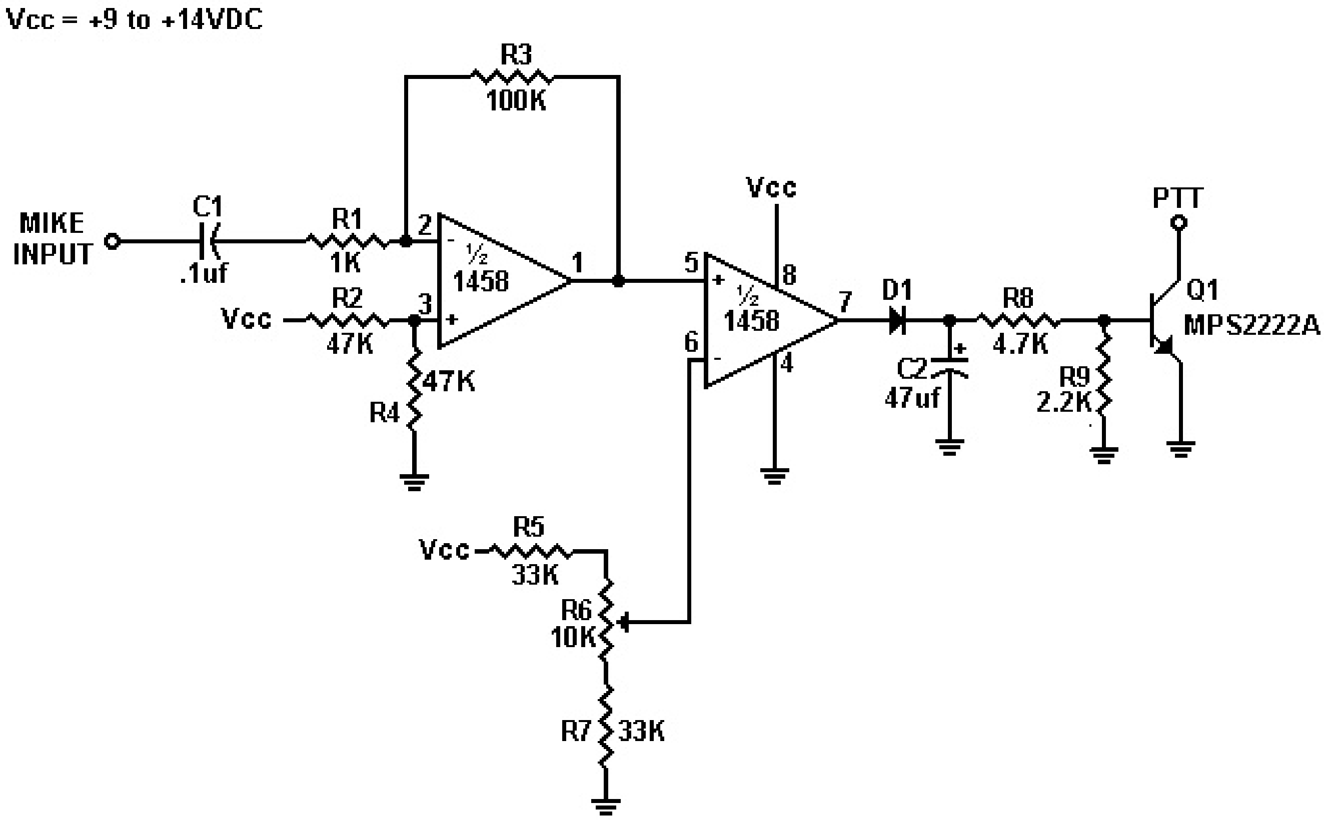


Figure 1

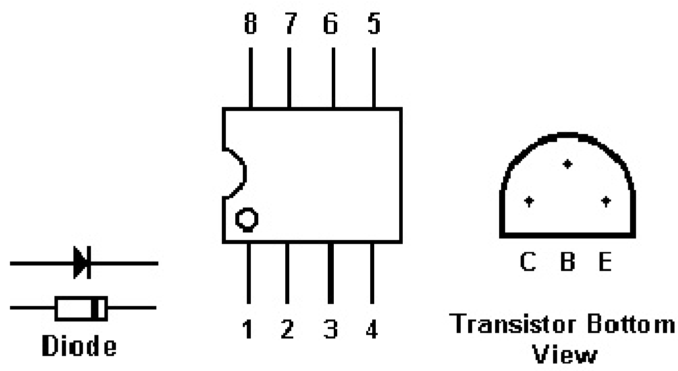
potmeter R6. Komt de uitgang van de eerste opamp boven de drempel die met R6 ingesteld is, dan schakelt de opamp van 0 naar de voeding, en via diode D1 wordt C2 geladen en meteen transistor Q1 opengestuurd. Daardoor wordt de PTT bedient en gaat de set op zenden. De waarde van C2 en R8 bepalen voor een groot deel de afvaltijd van de transistor. Moet de tijd langer worden, vergroot dan R8 naar b.v. 10k. Moet de afvaltijd korter, verklein dan C2 naar b.v. 22µF. Voor de opamps kunnen ook andere (dubbele) typen genomen worden, zoals b.v. een TL082 o.i.d. En ook de transistor is niet kritisch: elke TUN (oude Elektuur benaming voor een Transistor Universeel NPN) zal het hier wel doen. Bijvoorbeeld een 2N3904, wat zo ongeveer mijn standaard transistor is. Of een BC547 voor de meer Europees georiënteerde knutselaar.

Vergeet overigens niet om de microfoon behalve met de VOX schakeling, ook met de set te verbinden. Anders gaat deze wel op zenden, maar is er geen audio. Dit soort schakelingen komen eigenlijk het best tot hun recht bij gebruik van SSB als modulatiemethode. Daar hoor je namelijk niet zogauw dat de VOX afvalt als je even adem haalt. Bij FM is dan natuurlijk meteen de draaggolf weg, met als gevolg dat een ander in de ronde meteen het gesprek over neemt als het even tegen zit. Desalniettemin kan het heel handig zijn om je handen vrij te houden.

De onderdelenlijst:

R1	1k weerstand (bruin, zwart, rood)
R2,R4	47k weerstand (geel, violet, oranje)
R3	100k weerstand (bruin, zwart, geel)
R5,R7	33k weerstand (oranje, oranje, oranje)
R6	10k Potmeter
R8	4k7 weerstand (geel, violet, rood)
R9	2k2 weerstand (rood, rood, rood)
C1	0,1 microfarad condensator (104)
C2	47 microfarad elektrolytische condensator (let op de polariteit)
D1	1N4148 of soortgelijke diode (let op de ring)
IC-1	Type 1458 dubbele opamp chip
Q1	MPS2222A of soortgelijke NPN transistor

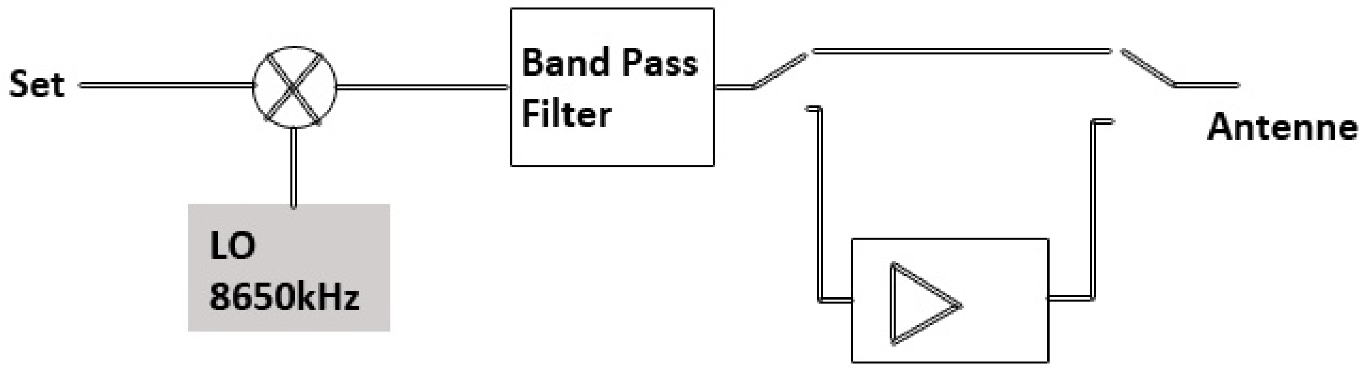
Voor de duidelijkheid hier rechts de layout van de gebruikte componenten. Let op: de aanduiding van de transistor geldt voor een MPS2222 en voor een 2N3904 bijvoorbeeld. Maar niet voor een BC547! Zoek de datasheet van de door jouw gekozen transistor als je twijfelt om te checken waar de Collector, Basis en Emitter zitten. Opbouwen kan op een stukje experimenteerbord. Inbouwen kan bij de set of in een apart kastje, dit naar eigen inzicht.



Ideeën voor een 5MHz transverter

Bij aanvang van het schrijven van dit artikeltje moet de laatste 5MHz hobbel in de WRC-15 nog genomen worden. Als het niet al te erg tegen zit, wordt dan wereldwijd een bandje van 15kHz vrijgegeven aan de radio-amateurs. Overigens mag elke administratie zelf beslissen wat deze vrijgeeft, dus als ons AT het prima vindt dat wij met 100W all mode zenden tussen 5350 en 5450, dan doen we dat. Alleen kan je dan niet de hele wereld bereiken behoudens het voorgestelde frequentiebandje uit de WRC-15. Uitkomen op die band is voor sommige amateurs nog wel een probleem. Zij kunnen of willen de dure koopdoos niet verbouwen zodat er ook 5MHz uitkomt, dus zijn er twee opties: een nieuwe set kopen of zorgen dat je met de bestaande set wél op de band kunt komen. Bij mij speelt het probleem niet zo, omdat mijn FT857 jaren geleden al van zijn beperkingen afgeholpen is. Ik hoefde dan ook geen aanpassingen te doen voor de uitbreiding van 7100 naar 7200kHz. Maar mijn K1 is een ander verhaal. Daar zitten insteekmodules in voor de gewenste banden. Vroeger was er een 4-bands module, de KFL1-4, maar die is al enige tijd niet meer verkrijgbaar. Ik heb er nog wel één voor 40m, 30m, 20m en 17m. Een module waar 60m in zit, is er bij mijn weten niet. Nou kan je zelf wel een module berekenen: ik deed dat eens voor Nico PD9W die vanwege zijn machtiging alleen maar in het CW deel van 20m en 10m mag komen. Hij had dus niets aan een 40/20 module. Officieel wordt er geen module geleverd voor de K1 die 10m ondersteunt, maar de rekenmethodes zijn op internet bekend en dus was er wél een te maken. Dat zou ik voor de 60m band ook kunnen doen: als ik een twee-bands module bestel voor 80m en 40m, dan kan ik de 40m sectie (die al op mijn KFL1-4 zit) omkatten naar 60m. Heb ik een leuk wintersetje: 80m en 60m, en voor de zomer 40, 30, 20 en 17m. Maar de KFL1-2 kost $80, en dan moet ik vervolgens nog een kristal laten maken voor de 60m band. Later misschien.

Is er nog een andere, meer universelere mogelijkheid? Jawel. Er is altijd nog zoiets als een transverter: een kastje dat de ene frequentieband omzet naar de andere. We maakten met de club al eens zoiets voor 70MHz, waarvoor koopdozen toen nog schaars waren. Ik heb daar eens over zitten piekeren en de uitvoering hoeft niet zo moeilijk te zijn. Laat ik eens 14MHz als uitgangspunt nemen, gewoon omdat het in mijn K1 zit. Als ik dan naar 5350kHz wil, moet ik mengen tegen 14000-5350=8650kHz. Daar moet dan wel een kristal voor zijn. Conrad had 'm niet. Maar de onvolprezen website van AF4K wel (af4k.com). Brian levert allerlei kristallen, voornamelijk in FT243 behuizing voor historische sets. Dat is geen probleem, het huisje is alleen een beetje groter. Vind je dat wel een probleem, dan schroef je het kristal open (dat gaat nog met die FT243's) en soldeer je het kristal eruit. Er zit

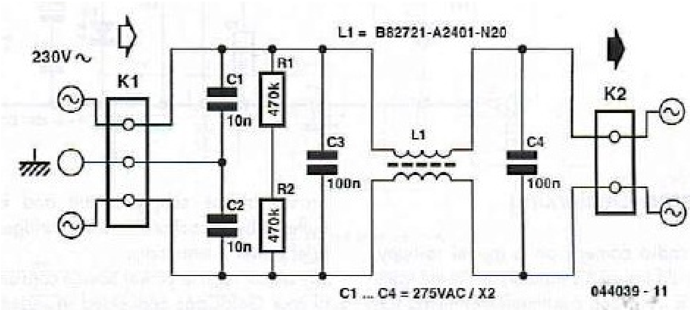


namelijk gewoon een klein kristalletje in. Voor $16 weet je alles, en de verzending is slechts $12. Daar kan je 'm in Nederland niet voor laten maken. Goed, local oscillator probleem opgelost. Hoe nu verder? Een mogelijkheid is geschetst in het plaatje hierboven. Je voert het signaal van de set toe aan een mixer, bij voorkeur een die tegen een stootje kan. Zoals de balansmixer uit de Bitx20; die kan je zelf maken met een paar FT37-43 ringkernen en 1N4148 diodes. Uiteraard moet er dan nog een HF VOX bij zodat er bij het activeren van de zender een verzwakker in de antenneleiding geschakeld wordt, om het frituren van de mixer te voorkomen. Het signaal uit de set wordt gemengd met het 8650kHz signaal. Het verschilsignaal wordt door een 5MHz bandpass filter geleid (om de som van het signaal, zijnde 22.650MHz, kwijt te raken), waarna er een eindversterker (kan een enkele IRF510 zijn: daar maak je al gauw een Watt of 7 mee) volgt voor een beetje uitgangssignaal. Met 2 IRF's en 28V maak je al snel 50W, zie ook andere RAZzies met ontwerpen van lineairs met de IRF torren. Bij ontvangst volg je de omgekeerde weg: er komt 5MHz binnen op de antenne, dat wordt eerst weer door het bandpassfilter geleid om 14MHz uit de mixer te houden want anders hoor je dat er dwars doorheen, en vervolgens wordt gemengd met 8650kHz en het resultaat - dat overigens ook nu uit som- en verschilfrequenties bestaat - wordt toegevoerd aan de set. Die filtert het 14MHz signaal er wel uit en voilà: ontvangst op 60m. Dit is nog geen uitgekauwd ontwerp, maar een idee. Moeilijk hoeft het niet te zijn, en veel hoeft het niet te kosten. Het voordeel is dat het ook werkt met een FT817 zodat je ook in SSB uit kunt komen als je geen CW beheerst. Een nadeel ten opzichte van een KFL1-2 verbouwen is voor mij dat er een extra kastje tussen moet, maar ook dat ik dan de interne antennetuner van de K1 niet kan gebruiken. Nou gebruik ik die zelden of nooit: óf hij hangt bij mij aan de antenneschakelaar en dan zit de MFJ949 er nog tussen die het betere tuningwerk doet, óf ik gebruik 'm met een van de loops en die stemmen zelf 1:1 af, óf hij hangt aan de end-fed en die is ook 1:1 op 40m en 20m. Het aantal keren dat de K1 aan een woest stuk draad heeft gehangen waarvoor de interne ATU nodig was, zijn op 1 hand te tellen. Dus zo'n probleem hoeft dat niet te zijn.

Hoe nu verder? Ik ga het idee eens wat verder uitwerken. Ik heb nog wel een zak FT243 kristallen in de 8MHz range, en dat is voorlopig voldoende om een testopstelling te maken met een paar torretjes om te zien of het idee levensvatbaar is. De meeste onderdelen heb ik nog wel in de junkbox, en als het inderdaad een beetje werkt, dan kan ik altijd nog een 8650kHz kristal laten komen. Kan ik gelijk een 5360kHz exemplaar meebestellen voor mijn B2 replica. Kan die ook op 60m uitkomen. Er is nu dus nog gelegenheid om je wensen en ideeën voor zo'n ontwerp aan mij te laten weten, dan kan ik ze nog meenemen in een testopstelling. Hoeveel vermogen zou er op 5MHz uit moeten komen? Moet er een tunertje bij ingebouwd? SWR meter? Verschillende vermogensstanden? Ik ben benieuwd naar jullie ideeën: mail ze naar:
pa3cno@pi4raz.nl

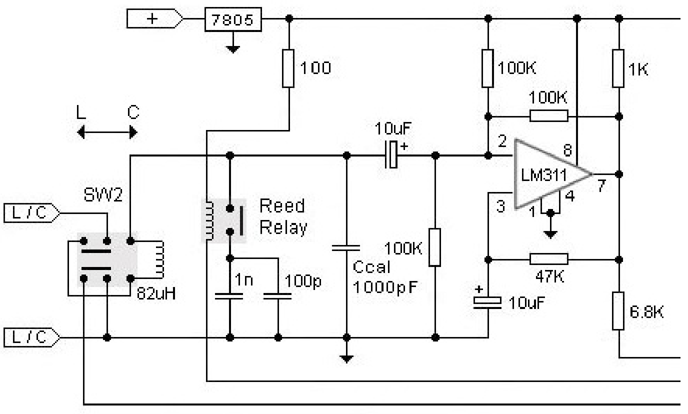
Belevenissen uit de shack

Soms is het interessant om ervaringen die je opdoet tijdens het experimenteren te delen met andere amateurs. Al was het maar om te laten zien dat niet alles altijd goed gaat. En dat zijn juist de ervaringen waar je van leert. Dit is er zo een: tijdens de bouw van de ontvanger bij de Spoetnik zender merkte ik dat de schakeltransistor van de schakelende voeding bloedheet werd. Dat was echt niet goed. Bij het meten aan de spanning over de schakeltor met de scoop zag ik dat de onderflank van de cyclus opliep van 0 naar 5V. Aangezien de typical R_{on} van de FET 0,5 Ohm is, moet er minstens 10A gaan lopen. Geen wonder dat het ding zo heet wordt. De oorzaak is vermoedelijk dat ik teveel ringetjes tussen de twee potkernhelften gezet heb, waardoor de zelfinductie te laag is geworden. De beste manier om daar achter te komen, is uiteraard meten. Daartoe soldeerde ik de voedingskant van de primaire wikkeling van de transformator los, om zo met mijn LC metertje (zie de website, technische artikelen, meetinstrumenten, een eenvoudige LC meter) de zelfinductie te testen. Ik zette de schakelaar op L, sloot de meetclips kort want dat moet voor het calibreren voordat je een spoel gaat meten, calibreerde de meter en wilde de meetclips met de spoel verbinden. Op dat moment schoot ik met de rode meetclip uit tegen de massa, en er knetterde wat blauwe vonkjes. Ik was verbaasd, omdat ik dacht dat het door de spanning van één van de elco's kwam, maar die waren toch allemaal belast, en dus zouden die al lang leeg moeten zijn? Nou ja, de clips met de spoel verbonden, maar de LC-meter bleef "overload" aangeven. Ik dacht aan een draadbreuk bij een van de clips, maar ook na het omschakelen naar C, de capaciteitsmodus, bleef er "overload" op het scherm staan. Oh oh... Dat is niet goed. En toen zag ik het: de meetzender was nog met de schakeling verbonden, en die staat - als je geen speciale maatregelen neemt - met zijn massa op 115V wisselspanning! Aangezien de LC-meter via zijn voeding aan de aarde ligt, heeft de ingang dus 115VAC voor zijn kiezen gehad. En daar kan een opampje niet tegen. Dat behoeft enige uitleg. In onderstaand plaatje zie je een schemaatje van een veel gebruikte netfilterschakeling.



Aan de linkerkant komt het lichtnet binnen. Elke lichtnetgeleider is via een condensator, hier C1 en C2, met de aarde verbonden. R1 en R2 zorgen ervoor dat er geen spanning achterblijft als het net en de gebruiker losgekoppeld worden. C3 onderdrukt pieken die over de twee lichtnetgeleiders staan. L1 is een common mode filter: als de stroom heen net zo groot is als de stroom terug, "zie" je de spoel niet. Maar als de stromen in de geleiders verschillend zijn, dan gaat de zelfinductie tellen en wordt deze onderdrukt. En tot slot sluit C4 eventuele pieken kort die aan de gebruikerskant opgewekt worden. Maar wat gebeurt er als de aarde niet aangesloten is? Dan vormen C1 en C2 een capacitieve spanningsdeler, en op hun knooppunt staat dan de halve netspanning, in ons geval met 230V netspanning dus 115V. Aangezien de aarde meestal ook met de kast van dit soort apparaten verbonden is, staat de hele kast dus op 115V! Dat brengt bij het gelijktijdig aanraken van het apparaat en bijvoorbeeld de centrale verwarming onvermoede kwaliteiten bij Uw scribent naar boven, zoals het jodelen en "lijn"dansen. Vooral van origine Amerikaanse apparatuur heeft voor C1 en C2 nogal eens forse waarden, waardoor de stromen dientengevolge eveneens best fors kunnen zijn. In mijn lange werkhistorie is menig RS232 poort op de computer gesneuveld omdat de computer wél, en de printer níét geaard was, wat bij het aansluiten 110V op de printerpoort zette, die daarna intern nog slechts een blokje kiezel met pootjes was.

Wat dat voor de LC-meter betekende? Hieronder zie je het ingangsschema van de meter.



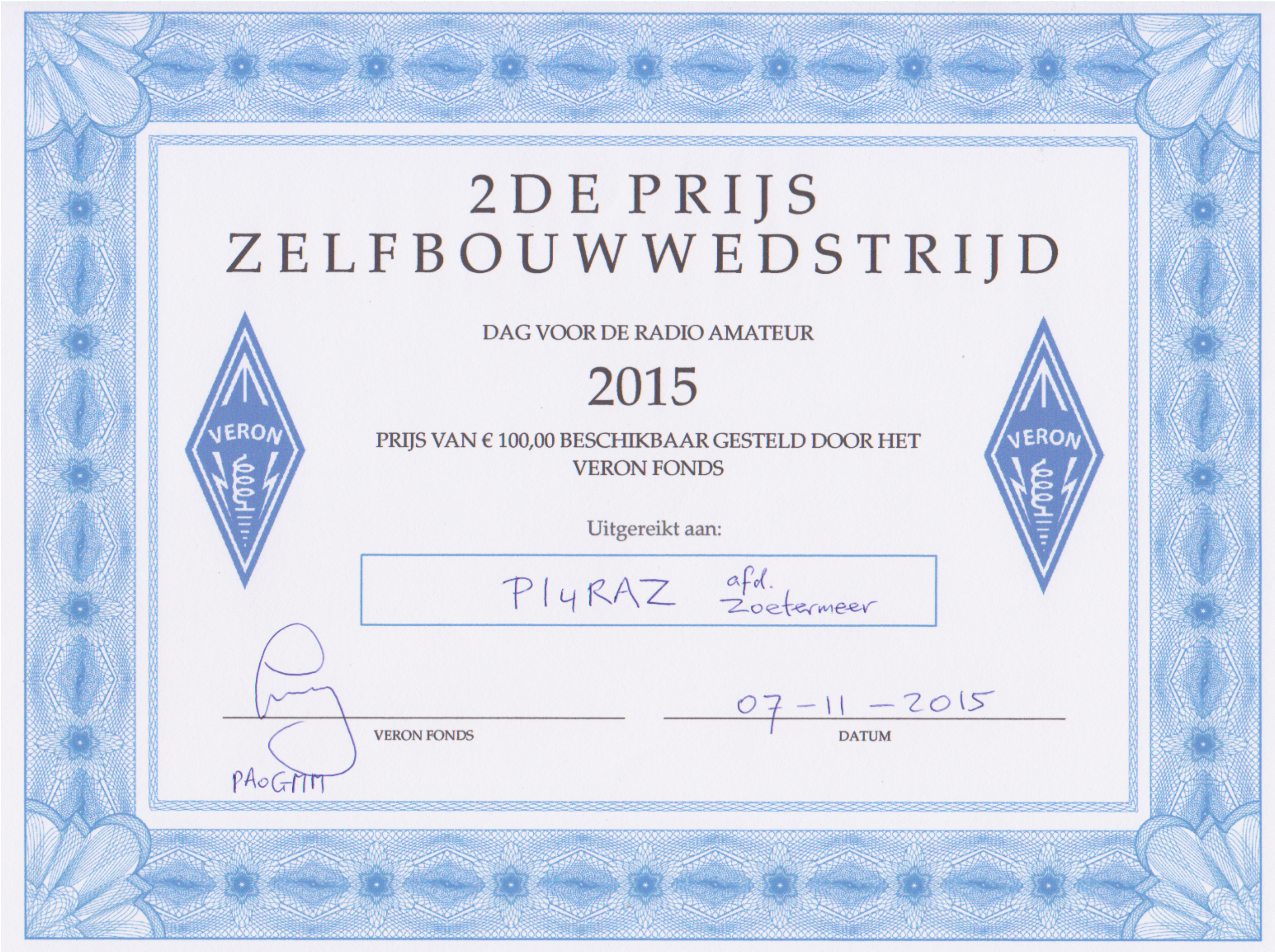
De onderste L/C aansluiting is dus massa, en als voeding gebruikte ik de 30A voeding waar ook de set aan hangt. Die ligt weer door de antenne aan de aarde, dus ook de onderste L/C aansluiting ligt aan aarde. Vervolgens legde ik de rode meetclip - de bovenste L/C aansluiting dus - aan de schakeling, die met zijn massa via de meetzender op 115VAC lag. Je kunt aan het schema zien dat via de 10uF condensator de spanning terecht komt op pen 2, de inverterende ingang van de LM311. Pin 1, 4 en via weer een 10uF condensator ook pin 3, liggen aan de massa, dus vaarwel LM311. Nou kost een LM311 slechts €0,22 dus dat is het probleem niet, maar de verzendkosten zijn vele malen hoger dan de kosten van het IC. Gelukkig had Hugo PA2HW er nog een op voorraad, dus een vervangend IC verkrijgen was opgelost. Het IC vervangen nog niet... Dan blijkt het nadeel van het werken op experimenteerprint zonder voetjes: ik moest met de slobberstaaf het oude IC eruit zien te werken zonder overal sluiting te veroorzaken of eilandjes eraf te bakken. Uiteindelijk is dat gelukt, en werkt de LC meter weer.

Het moraal van het verhaal: Leg je apparatuur aan de (rand)aarde. Spanningsverschillen tussen de diverse apparaten in de shack kunnen behalve onplezierige persoonlijke ervaringen ook schade aan apparatuur veroorzaken. Vooral FETs zijn erg gevoelig voor hoge spanningen en 115V effectief is gewoon meer dan 160V piek. Genoeg om een scala aan halfgeleiders te vermoorden als je niet oplet. Vooral tijdens het verbinden of loskoppelen van apparaten kunnen vonken en/of piekspanningen optreden, en voor je het weet zit je je tijd te verdoen met repareren in plaats van experimenteren, terwijl dat voorkomen had kunnen worden. Opletten dus!



Afdelingsnieuws

Tadaaaa! Met gepaste trots delen wij mede: PI4RAZ heeft een tweede prijs gekregen voor de zelfbouw wedstrijd op de Dag voor de Amateur. Onze bouwkits de Wattmeter en de Open Source VHF-transceiver vielen kennelijk in de smaak bij de jury. Het is heel leuk dat de dingen die wij bedenken op deze wijze gewaardeerd worden en onder de aandacht gebracht. Voor ons een stimulans om door te gaan met het bedenken en ontwikkelen van kits die door andere amateurs met niet al te veel moeite nagebouwd kunnen worden en op die manier zelfbouw een nieuwe impuls geven. We gaan gewoon door! Op de volgende bladzijde zie je een afdruk van het certificaat wat we verkregen hebben. Een mooie aanwinst voor de vereniging en een opsteker voor de crew die tijdens de expedities naar Liechtenstein en vele avonden daaropvolgend bezig geweest is met het bedenken, ontwikkelen, testen, tekenen, handleidingen schrijven en productierijp maken van deze kits. Het zorgen voor een reproduceerbaar ontwerp is het resultaat van al deze inspanningen en ook als er daarna toch nog iets niet werkt zoals het bedacht is, staat men klaar om te helpen. Hulde daarvoor.



Afdelingsbijeenkomsten

We naderen alweer het eind van 2015 en dit jaar vallen de verenigings-avonden weer een beetje gunstig in december. De voorgaande jaren waren de woensdagen óf kerstavond, óf de kerstdagen zelf, en dan is de verwachte opkomst minimaal dus zijn die avonden overgeslagen. Maar dit jaar vallen de verenigingsavonden op de woens-dagen 9 en 23 december. 9 december is ijs en weder dienende de QSL-manager aanwezig voor het afhalen en brengen van de QSL-kaarten. Op 23 december maken we weer een feestje van met een oliebollenavond om het oude jaar alvast waardig af te sluiten. Zoals gebruikelijk zijn alle in de hobby geïnteresseerden (dus niet uitsluitend VERON leden van afdeling 64!) welkom. Voor details van onze locatie: zie onze website.

Opleidingen

Met enige regelmaat komt er wel een vraag binnen of onze vereniging aan opleidingen voor het N- of F-examen doet. Nou, niet klassikaal. Dat hebben we wel een seizoen gedaan, maar een klasje met studenten die een zeer diverse achtergrond hebben, is lastig te sturen omdat de voortgang per persoon verschilt. Persoonlijke begeleiding is in dat geval beter. Als er dus aspirant amateurs zijn die hun kennis op examen niveau willen brengen, dan kunnen we dat doen door samen met deze studenten te kijken waar de zwakke plekken zitten en waar de kennis nog bijgespijkerd moet worden. Dat blijkt in de praktijk een stuk beter te werken. En gelukkig kunnen we ook nu weer amateurs in spé begeleiden op weg naar het examen.

Een HAM-klok

Wim Kruijf, PA0WV

Inleiding

In een shack hoort een hamklok als accessoire vernam ik, net als bij de dames: modieus en passend bij het favoriete merk Jappenbak, de trots van de eigenaar.

Wel handig zo'n klok want in de hamwereld meet men de tijd in UTC, niks te maken met zomer- en wintertijd, en vooral bij datumwisseling kan dat wel problemen en fouten opleveren. Heel vervelend want het kan je een kostbare bevestiging bij LOTW kosten als je een tijdstip foutief registreert en op jacht bent naar QSL voor certificaten ter meerdere eer en glorie voor jezelf.

Voorts las ik, dat er behoefte bestaat aan zelfbouwartikelen voor Razzies. Bij Electron wellicht ook, maar de redactie daar heeft de samenwerking met mij opgezegd, omdat ik niet akkoord ga met politiek correct wijzigen door hen, van de teksten qua inhoud die ik inlever en waar mijn (zenderroep)naam boven staat.

Niet spijtig, want ingeleverde artikelen bleven er destijds na acceptatie een jaar, jawel, liggen voor ze gepubliceerd werden; en in een geval bestonden ze het zelfs het een jaar te bekijken of ze de primeur wilden (de EMmer, een EH-antenne) en vervolgens te besluiten het niet te publiceren.

Ontwerp

Goed daar gaan we, het moet een vluggertje worden als het in het komende nummer in december moet verschijnen.

Ontwerpeisen

1. De tijd moet in UTC aangegeven zonder uitzondering, hij wordt ontworpen voor gebruik in Nederland en Vlaams België.

2. Waarom is, afgezien van het genoemde dames-mode element, een klok een hamklok en geen gewone klok? Antwoord: omdat de tijd getoeterd wordt in morse 12 wpm, dat is een minimum eis waaraan zendamateurs dienden te voldoen. Ook 24 wpm voor de CW hams die QR-Schildpad minder comfortabel met head-copy opnemen. De cracksnelheid 48 wpm implementeer ik niet, want dat gaat cosine-squared eisen stellen aan stijg- en daaltijden van de tekens a la Kujer2 (een van die Electron jaarliggers), terwijl ik bruut blokvormig aan en uit in gedachte heb. Bovendien kun je 48 wpm uit een luidspreker alleen maar nemen als je er niet verder dan een, hooguit twee, meter vanaf zit, omdat het signaal anders uitsmeert door echo's, intersymbol interference genoemd in Engelstalige literatuur, en dan onneembaar wordt daardoor. Een Morseklok voorkomt ook dat huisgenoten op het verkeerde been gezet worden, doordat die de UTC voor de gebruikelijke UTC+1 of zomertijd UTC+2 aannemen.

Weergave van de tijd wordt allemaal naar jumperkeuze of DIL schakelaars in cijfers of voluit gespeld in PAA tot PIZZ taal. En met jumpers of DIL-schakelaars kun je kiezen of hij dat om de minuut, om de vijf minuten, kwartier, half uur of uur doet en al of niet met de weekdag en datum erbij. Is de tijd-datum string langer dan het ingestelde tijdinterval tussen aankondigingen (QRS) dan kapt hij de melding af als de tijd daar is dat hij aan de volgende moet beginnen.

Dat doet me denken aan de tamelijk bejaarde xyl van een oude zendamateur, nagenoeg een pleonasme, die zich jeugdig voelde vooral na consumptie van driekwart fles sherry en ging langlaufen met een groep jongeren, en omdat ze niet zo snel was kwam ze als hijgend hert aan

op het punt waar de rest van de groep al een tijdje zat te rusten. En direct na aankomst sprak de groepslijder (ja lijder) : "Ah daar hebben we mevrouw xyl, dan kunnen we nu weer verder".

3. Is het donker in de shack, omdat de ham op een oor ligt, dan stopt hij met Morse, doordat een LDR in tegenstelling tot een Jehovagetuige geen licht ziet waar het niet is. Komt er een inbreker met een zaklantaarn binnen om je kostbare jappenbak te ontvreemden, nadat hij bij de Oldtimersclub info op Internet je leeftijd heeft gevonden, tevens je postcode en met het antenneregister uitvlooit waar je precies woont en waar je aldus als hoogbejaarde, dus een makkelijk voorkeursslachtoffer om je shack leeg te halen van wordt, dan schrikt hij zich een ongeluk.

PA1A, de ledenadministrateur van dat clubje, was als knaapje al handig met het repareren van de huisbel, elektriek had in Grun en andere veen- en strafkoloniën net haar intree gedaan, je was al een hele bink trouwens - in dat na leeglopen van de gasbel toekomstige watersportgebied - als je als beroepsstripper door de PTT werd opgeleid aldaar, en het summum en zenit van je carrière wordt dat je penningmeester werd van de informele vereniging OTC, Oldtimersclub, tot de zon ondergaat en je ontslag neemt doordat je, naar ik op de 80 m band hoorde, ter plaatse wegens vergevorderde obesitas door je stoelzitting achter de bestuurstafel zakt tijdens de jaarvergadering en de vrijwillige brandweer je van de stalen buisklem, die de stoel zonder zitvlak is, moest verlossen. Voor mij hebben alle mensen evenveel waarde, maar de kiloprijs van die ex-penningmeester benaderde volgens dat gelijkheidsprincipe wel de kipkiloknaller van C2000. Geeft niks zal hij denken, zo lang je geld kunt incasseren van Flex werkers, die het niet uitmaakt want ze proberen en verkopen na teleurstelling door voor 50% als zijnde hun bijdrage aan het vermeende experimentele radio-onderzoeksimago van de zendamateur. Gegevens van leden achter een password zetten, hebben ze daar nog niet ontdekt bij obese Parma. En, o ja, PA1A als kleuter, stapelen met zijn blokkendoosblokjes tot de toren omviel, niets van geleerd, Freud haalt postuum zijn gelijk, en nu is hij er zo trots op dat hij gegevens kan sorteren met MSDOS utility sort.exe, dat hij dat dolgraag publiekelijk op Internet laat zien, en nog wat extra's ook als je laat blijken, conform de Wet bescherming persoonsgegevens, het er niet mee eens te zijn, door uit de inschrijfformulieren tot in een ver (30 jaar) verleden die hem qualitate qua ter beschikking staan gegevens te publiceren en je SK te verklaren in de op Internet gepubliceerde ledenlijst. Een lijk spreekt u nu dus toe volgens de OTC, via dit artikel in Razzies. En wat hij niet kan vinden aan persoonlijke gegevens, daar rijdt hij honderden kilometer voor op en neer naar mijn QTH om de vuilnisbak om te keren en uit de papiersnippers de verlangde privé-gegevens te halen en aldus gelokaliseerde vriendinnen van de xyl daarmee lastig te gaan vallen om bij hen nog meer gegevens te verkrijgen teneinde die te kunnen misbruiken. Voorts bij voortduring andere handelingen verricht die vallen onder identiteitsdiefstal. Ik ben bereikbaar onder mijncall@amsat.org. Gmail en hotmail-adressen evenals sociale media-inschrijvingen op mijn naam vallen onder het genoemde criminele handelen dat genoemd persoon bij voortduring pleegt.

Tamelijk gevaarlijke gestoorde losers lopen rond in zendamateurlandje, zoveel kan duidelijk zijn.

4. Er wordt als weglaatbare optie een LCDisplay 2 regels van 16 karakters aangehangen, zodat je tussen de aankondigingen toch de juiste UTC tijd en datum kunt zien en mocht je Morsevaardigheid wat roestig zijn geworden, dan kun je aan de hand van de tekst en het bijbehorende geluid de zaak weer opfrissen. Je kunt hem ook alleen de tijd in Morse laten melden met de momentane UTC, als je op een knop genaamd NU drukt. De klok is daardoor ook geschikt voor visueel gehandicapte zendamateurs. Idee voor de commissie gehandicapten van de Veron. Ik ontwerp en schrijf voor goede doelen.

5. Op de even hele uren, niet 's nachts, zendt hij twee dagen tevoren, een dag tevoren en op de dag zelf uit wie er jarig is, van de mensen waaraan je betreffende die gebeurtenis (tijdig) herinnerd wilt worden, compleet met behaalde leeftijd. Voor het gros van de mensen is dit automatisch repetente gebeuren het enige dat ze presteren, en om naast hun jappenbak dus trots op te zijn, derhalve ga je dat dan vieren. Ook huwelijken en de moderne alternatieve mogelijkheden daarvan, of de dag van transgender van een echtpaar en dergelijke kunnen worden opgenomen, een idee voor PE1REA. Vroeger heette dat maritale rolwisseling in de fiscale wetgeving. Maar vroeger is verleden tijd.

Dat melden van gebeurtenissen blijft wel doorgaan, ook als de betreffende SK of SM is tot de leeftijd 99 gepasseerd is, dan wordt hij er automatisch eindelijk en gelukkig uitgeflikkerd.

Op die display staat ook je call, altijd handig als je die of je petje waar hij opstaat vergeten mocht zijn, en als naamgever te gebruiken als je tijdens fone QSO's de maximale herhaaltijd dreigt te overschrijden. Door een reed relais te monteren kan de klok ook gebruikt worden om je jappenbak te sleutelen en aldus kond te doen van het feit dat je weet hoe laat het is, of bij wijze van testsignaal. Elke 5 minuten wordt dan ook je call ingevoegd. Anders krijg je een gele kaart van tante pos. Oppervlaktematen worden tegenwoordig ook uitgedrukt in foebelvelden en volumematen in pakjes sigaretten.

6. Een DCF module wordt gebruikt om UTC uit af te leiden

7. Is DCF77 door storing onbetrouwbaar dan loopt de klok op een 12 MHz kristal zelfstandig verder, zolang er netspanning aanwezig is.

8. De tijdmelding in Morse stopt en de display gaat op zwart, als door storing langer dan 65536 seconde (drie kwart etmaal) geen DCF77 synchronisatie van de kristalklok heeft plaatsgevonden.

Bouwplan

We beginnen te bouwen, en als de bouw voldoende gevorderd is, de software stapsgewijze te ontwikkelen en erin te zetten. Dat kan als je een in-circuit programmable microcontroller gebruikt. Een 40 pens-IC om geen gebrek aan pennen voor in- en output te krijgen tijdens de bouw, en nog belangrijker DIL: dat zijn IC's van model chocoladereep die nog te solderen zijn voor bejaarde zendamateurs met bibberhanden en dusdanig lage visus dat ze zelfs de bodem van een glaasje niet meer kunnen waarnemen. Kortom ik gebruik een AT89S8253 van Atmel, en als je wilt programmeer ik er een voor je uit mijn voorraad, maar ik vind het belangrijk dat je weet hoe een ontwerp in zijn werk gaat zodat je bestaande ontwerpen kunt aanpassen aan je eigen wensen; vandaar ook dat ik het bronprogramma beschikbaar stel op mijn website onder GNU voorwaarden. Dat betekent bijvoorbeeld dat PAoAER het niet mag gaan verkopen, omdat er geen kabel en weet ik veel wat nog meer door hem beroepsmatig te strippen valt en hij dan over mijn rug zijn AOW wil aanvullen teneinde de nieuwste jappenbak te kunnen aanschaffen, als een slager die ook zijn eigen worst niet vreet.

Op interruptbasis wordt in een afhandelings-routine de kristalklok bijgehouden en de DCF ontvangen bits in een framebuffer, alsmede wordt de Morse die moet worden uitgezonden op interruptbasis uitgezonden, dat alles in een enkele interruptafhandelingsroutine (scrabbelaars opgelet). Daarvoor gebruik ik de routine die ik voor de WSPR multibandzender ontwikkelde, die afgelopen maand in Razzies stond als je dit vers van de digipers leest. Een tweede interruptroutine bakt het morsetoontje. Dat is dus onafhankelijk te wijzigen qua toonhoogte.

Het hoofdprogramma stuurt de display aan, decodeert het DCF frame en indien het aan een stapeltje correctheidseisen voldoet worden de

gegevens gebruikt om de kristalklok gelijk te trekken na de UTC eruit berekend te hebben. Tot slot formeert het hoofdprogramma de uit te zenden strings in cijfers of woorden. Aldus het vage plan.

De voeding

Een voeding hebben we in ieder geval nodig, dus daar wordt mee begonnen. De kroonsteen voor de netvoeding wordt in de buurt op de gaatjesprint ontdaan van eilanden, om

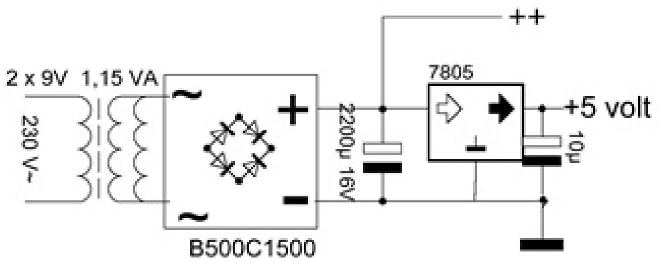
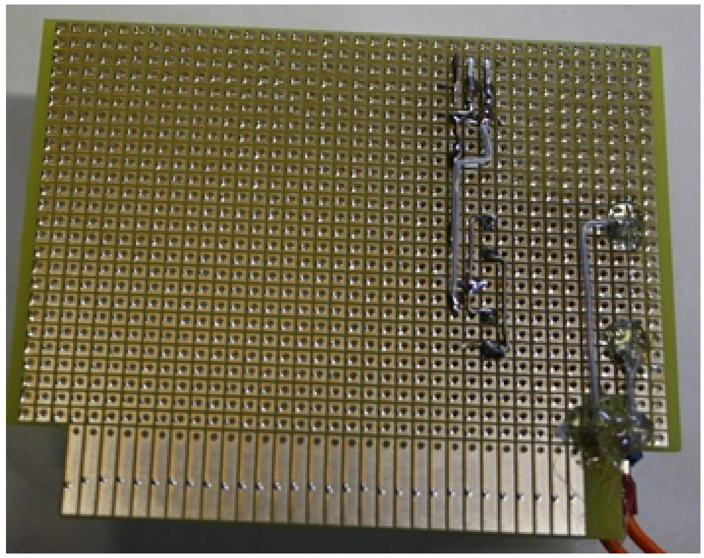


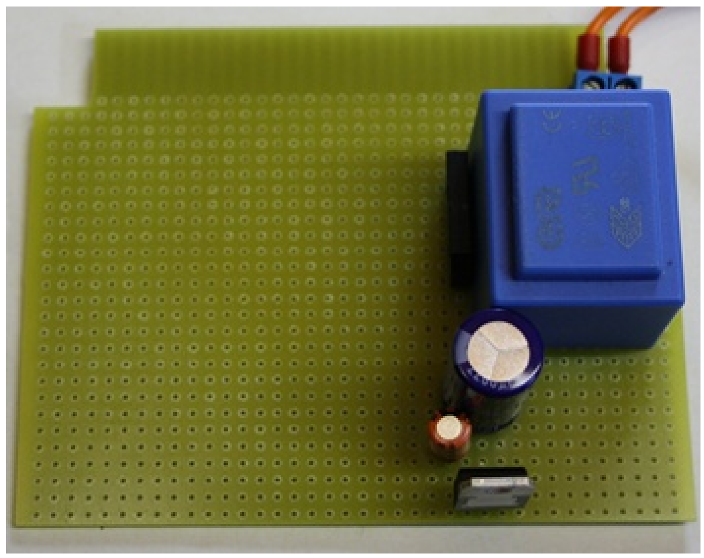
fig 1 Voeding

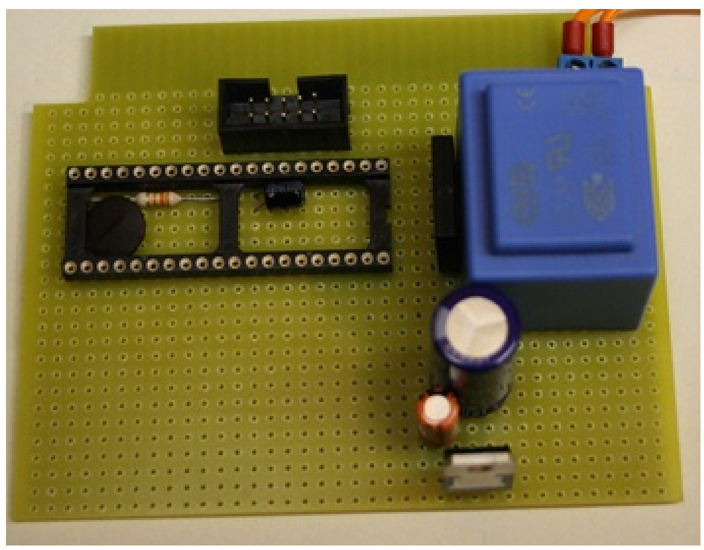
kruipwegen te verhinderen. Stuk draad eraan solderen en daarna een ruk eraan geven. De trafo is intern thermisch beveiligd, dus een zekering is niet nodig. 230 V en twee wikkelingen van 9V 1,15 VA staat er op het sloopgeval. Trafootje waarop dat staat kan dus 2,3 watt leveren aan vermogen mits sinusvormig belast, anders minder. Na aansluiten van de netpennen de blanke delen voorzien van smeltlijm als isolatie tegen abusievelijke aanraking later, tijdens testen en ontwikkelen.

Eerste probleem: ik wil de 2 wikkelingen die op 4 pennen beschikbaar staan parallel zetten, zoals in het schema aangegeven. Twee pennen doorverbonden, tussen de twee andere pennen moet dan 0 volt staan, als er in de buurt van 19 V staat, staan de wikkelingen in serie, als er 9 volt staat heb je een wikkeling kortgesloten. Als je met een ohmmeter kunt omgaan overkomt je dat niet, want dan weet je door meten de wikkelingen en de aftakkingen erop. Wel eerst de netspanning weghalen in dat geval. Gelijkrichter, elco, en stabilisator monteren, en dan testen. Er staat inderdaad 5 volt op de uitgang van de 7805.



Processorvoet monteren (Conrad 189677) met een ontkoppel-C, power-up reset elco en weerstand eronder. Zonder die zal hij het overigens ook wel doen. Voorts voor de ontwikkeling een 10 pens boxed header, in het schema ICP genoemd, om het programma in de





controller te krijgen vanuit mijn Windows95 PC, langzamerhand een museumstuk. Bij nabouw en gebruikmakend van een geprogrammeerde controller, kan die ICP connector weggelaten worden. Kristal van 12 MHz eraan. Meten tussen pen 20 (massa) en pen 31 en pen 40 op de voet, die beide 5 V moeten vertonen. Processor erin steken, opletten dat geen pennen dubbelvouwen. De nok (pen 1) ver van kristal want dat zit op pen 19 en 18 gesoldeerd. Met een teller meten op pen 30, de frequentie is daar een derde van de kristalfrequentie. 4002020.5 wijst hij aan, maar de zaak is nog koud. Na een uur wijst hij 4002019.0 aan. 1,5 Hz omlaag gelopen, weinig. Misschien loopt de teller ook wel bijna netzoveel omlaag. Maar na een half uur is de zaak stabiel genoeg. Het kristal staat dus op 12006,0 kHz. Nuttig om te weten om de klok zo goed mogelijk tempo te geven als hij op het kristal draait. De processor werkt, we kunnen beginnen.

Montage van de LCD

De LCD wordt op port P2 van de controller gehangen, pen 21 - 28, we kunnen die gebruiken om de zaak te debuggen, dus die heeft voorrang.

Een HD44780 compatible (=gewone) LCDisplay wordt gebruikt. Display voorzien van 16 enkelrij pennenstrip op de aansluitingen, lange deel pennen aan achterzijde display. Daar een bandkabel aan solderen van 16 breed, krimpkousjes erop, voor isolatie en voorkoming draadbreuk. De anders gekleurde draad van de bandkabel is draad 1, die met pen 1 verbinden. andere zijde een bandkabelconnector van 16 pennen eropzetten, netjes haaks, door in een bankschroef te klemmen, draadje 1 bij het merktekentje voor pen 1 op de connector. Die connector kan in een boxed header worden geprikt. Boxed voorkomt verkeerd om of verschoven eropzetten van de bandkabel. Dat is belangrijk als je de verlichting van de display aansluit, zoals ik doe, want die kan als die andere pennen raakt de zaak anders naar de Filistijnen helpen. Opletten bij bedraden van de

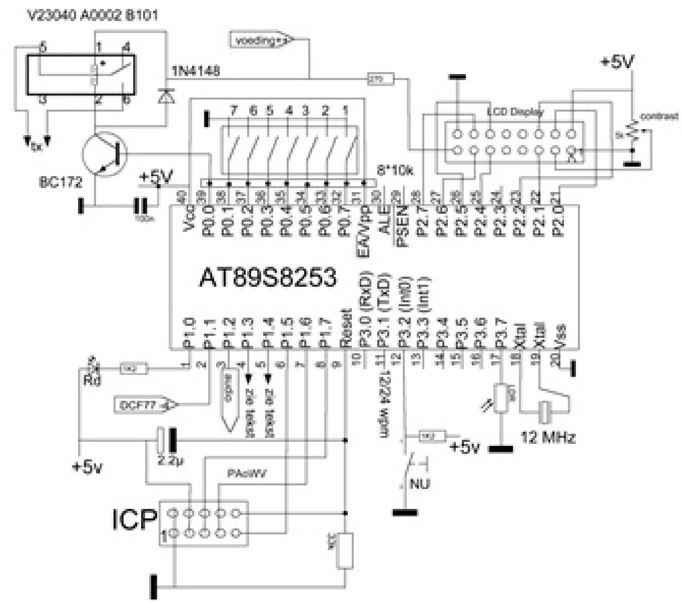


fig 2 Controller en periferie

connector dat pen 1 weer gemerkt is. De ene rij is 1,3,5.. en de andere rij 2,4,6... Als je twijfelt doormeten vanaf de display naar de boxed headerpen. Boxed header met de controller verbinden zoals in het schema aangegeven, daar ook de contrastpotmeter monteren. Pen 15 en 16 van de verlichting hoeven nog niet aangesloten om hem te kunnen proberen. Display routines erin geprogrammeerd en kijken wat er gebeurt. Bijgaande foto toont het resultaat.

Nu kosten die displays tegenwoordig enkele Euro, maar toen ze pas op de markt kwamen waren dat tientallen euro's. Vijfenzestig gulden hangt me bij. Er werd dus erg voorzichtig mee omgegaan, en in Elektuur stond een



waarschuwing dat je nooit mocht schrijven erin als hij nog bezig was met verwerken van het vorige commando. Dat laatste wordt door de display gemeld met een uitleesbare busy toestand. Ik wacht dus tot hij meldt dat hij niet

meer busy is voor ik ga schrijven. Die handelwijze pas ik nog altijd toe, maar dat betekent wel dat de display aan de controller moet hangen, anders hangt de software in die wachtcyclus. Nu wil ik wel dat de klok gebruikt kan worden zonder aangesloten display, die ik als optie zie. Mijn kastje waar de zaak in past houdt in ieder geval geen rekening met een ingebouwd display. Daarom heb ik geïmplementeerd dat de busy niet blijft hangen als pen P1.4 van de controller met massa is verbonden. Dus ofwel de display aansluiten en die pen niet aansluiten ofwel geen display gebruiken en die pen P1.4 met massa verbinden.

Vervolgens wordt de interruptafhandeling erin gezet als re-usable software, die ik voor de vorige maand gepubliceerde WSPR 8-bands zender ontwikkelde. De lokale klok is nu wel complexer.

En ook het DCF77 module van Conrad (bestelnummer 641138) op pen 2 van de controller en de 5 V voeding aansluiten.

De vrij lopende klok

Ik moet met 16 posities op de display uitkomen, daarom is het format hh:mm:ss ddmndjr

Dat werkt. Synchronisatie is er nog niet met DCF, maar de tijd tikt netjes door.

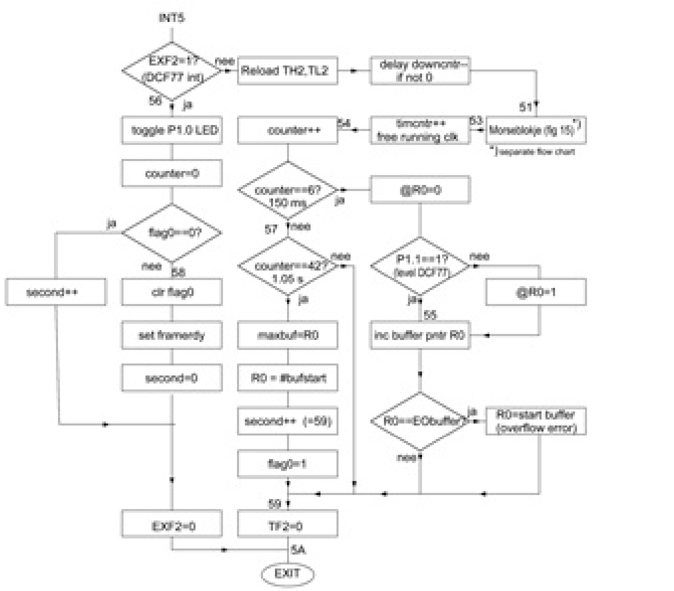
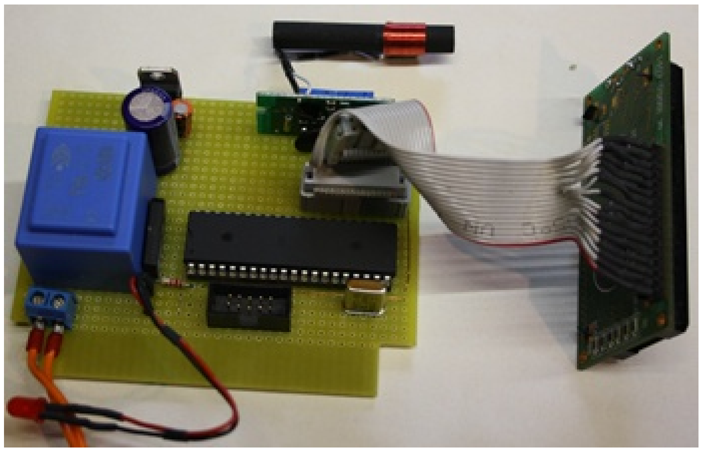


fig 4 DCF77 int by second pulse or 25 ms timer overflow Plus local free running clock

Montage van DCF module

Dat module zet ik niet vlak naast de trafo, want ervaring leerde me dat die nogal stoort op de ontvangst, De aansluitingen staan op de verpakking. 1 = grd 2 = +5 en 4 is de output die met de controller pen 2 moet worden verbonden. Tevens wordt een rode LED (rood omdat die meer licht geeft dan geel en groen uit mijn voorraad) op pen 1 van de controller, zoals het schema aangeeft. Die LED gaat de secondentikken aangeven en belangrijker: toont of er storing is door bijvoorbeeld een richtfout van de antenne, die horizontaal en loodrecht op de richting waar Frankfurt ligt moet staan.

Zaak inschakelen en JA de LED knippert een seconde aan een seconde uit, dus dat werkt, DCF77 wordt ontvangen.



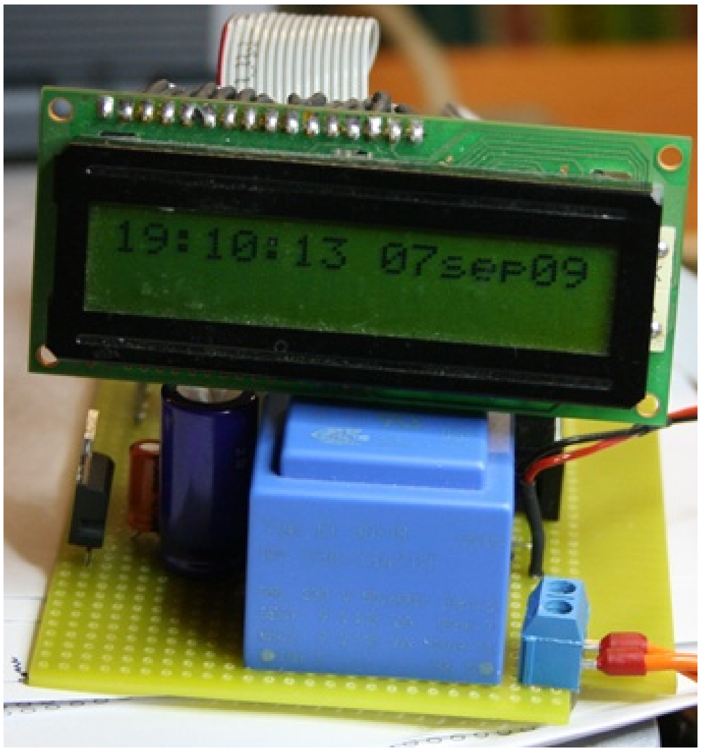
Ik moet nu ook van het DCF77 frame weten of de zomertijd wordt aangegeven of de wintertijd. Als van het frame bit 17 = 1 is het zomertijd, bij bit 18 = 1 is het wintertijd. Dat moeten we weten om UTC te kunnen uitrekenen. Beide mogen dus niet gelijktijdig 1 of 0 zijn, dat is een extra mogelijkheid bij framecontrole.

Keuringssoftware

Nu ga ik eerst de keuringssoftware testen. Dat wil zeggen dat de software van de controller in het hoofdprogramma (main) een DCF frame keurt volgens een stapeltje eigenschappen en indien die allemaal correct zijn, wordt de ontvangen tijd en datum om ze te testen op de

display gezet, Mooi want dan hebben we alvast als eerste stap voorlopig een klok UTC+1 of UTC+2, afhankelijk van de tijd des jaars.

Eerst maar de gewone DCF tijd tijdelijk op de onderste regel van de display zetten om te kijken of dat werkend te krijgen is. Dat is het wel, maar de Conrad module die op een cent na die naar boven wordt afgerond 10 euro kost, blinkt uit in stoorgevoeligheid. Na debuggen, van wat typefouten en stommiteiten werkt dat.



Het goedkeuren van het frame eist bijvoorbeeld dat de gegevens allemaal in hun bereik liggen, dus uur tussen 0 en 23, niet erbuiten enz. De dag van de week is lastiger, die moet ook gecontroleerd om te kijken of die klopt met de datum.

Dat gaat als volgt:

Deel het verschil tussen het huidige jaartal en 1900 door 7. Bewaar de rest van de deling, die geeft de doorschuif weer, normaal is dat een dag per jaar omdat een jaar een dag meer heeft dan 52 weken. Echter we hebben schrikkeljaren dan zijn er twee dagen extra in plaats van een. Dus delen we het verschil tussen huidige jaartal en 1900 ook door 4. Dat geeft het aantal schrikkeljaren aan als quotiënt. Niet met 1 verminderen dat aantal als 2000 in het tijdinterval ligt, want 2000 was bij uitzondering wel schrikkeljaar. Jaren door 4 deelbaar zijn schrikkeljaar, behalve als ze door 100 deelbaar zijn, zoals 1900 en 2100, echter weer wel als ze door 400 deelbaar zijn zoals 2000 was. Dat aantal schrikkeljaren ook door 7 delen en de rest optellen bij de eerder bewaarde rest. Vervolgens voor de datum de datum van de maand optellen en tevens een getal dat per maand verschilt en makkelijk te onthouden is namelijk 144025036146 twaalf cijfers, voor elke maand een cijfer, de eerste set van 9 stuks zijn 3 kwadraten, toeval maar een geheugensteun van jewelste. De prijs is wel, omdat 1 jan 1900 op een maandag viel dat je een van het resultaat aftrekt. Tot slot kijk je of het huidige jaartal een schrikkeljaar is, zo ja dan in de twee maanden voor een maart 1 dag aftrekken. Je eindigt dan als je door 7 deelt op een rest van 0 tot 6. van de 0 maken we 7, dan hebben we dus 1 tot 7 en de codering is dan hetzelfde als DCF opgeeft namelijk maandag = 1 tot zondag = 7. Als je dit zaakje begrijpt kun je voor elke datum uit je hoofd de bijbehorende dag van de week uitrekenen. Maak je als perfesser de blitz mee op verjaardagen georganiseerd door de jubilanten op een allegaartje stoelen en krukken, uit het hele huis verzameld, langs de muren van de onder water staande Vinexdoorzonwoon-kamer in het zweterige naar drank stinkende kroegatmosfeertje dat daarbij geassocieerd is met het gebruikelijk chekwetter met een zachte che op de achtergrond; enige gebruikelijke stemverheffing als excuus om de aandacht op je te vestigen teneinde de maximale oogst te waarborgen, past er wel bij en gaat je, blijkens vergaderingen van de OTC goed af.

Een en ander is geprogrammeerd met 8 bits en aldus kan ook de weekdag van de vrijlopende klok worden geseind en is de foutkans van goedkeuring van een fout DCF77 frame een factor 7 geringer als je kijkt of de bij de ontvangen datum berekende weekdag klopt met de weekdag die ze erbij zenden.

Morse

Eerst de morsetoon, die wordt gemaakt door timer0 als 13 bits teller te schakelen. De toon kan dan naar keuze vanaf de laagste waarde 122 Hz worden gekozen. Ik kies 600 Hz. Als nabouwers de toonhoogte niet specificeren bij bestelling van een geprogrammeerd IC worden ze opgescheept met de ongewijzigde waarde die de laatst specificerende besteller opgaf. Zelfde geldt trouwens voor de call en de nog te bespreken gebeurtenissenlijst..

De versterker uit fig. 3 met een TDA7052 erachter gezet. (schema is niet voor de TDA7052A). Ik herinner me, maar steek daarvoor niet mijn hand in het vuur, dat als je een TDA7052A monteert er een C van 0,1 uF tussen loper potmeter en IC moet en tevens pen 4 via 100 k naar massa moet. De audio output staat als blokgolf op pen 3 van de processor.

Er komt geen geluid uit, er staat wel een 600 Hz blokgolf op de uitgangspen 3 van de processor, die wordt 100 of meer keer verzwakt door een serieweerstand die dicht bij de TDA7052 zit gemonteerd, omdat de TDA7052 ongeveer 100

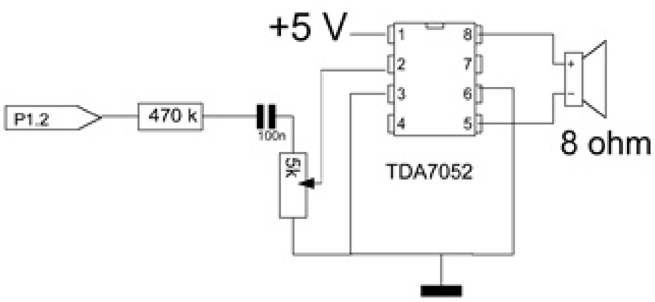


fig 3 Audioversterker

keer versterkt. Bedrading mankeert niks aan. Echter de chip kwam uit het laatje TDA7052 maar is blijkbaar iets anders, ik kan niet lezen wat, caers noch bril baeten meer. Andere chip uit dat laatje, met een wel leesbaar opschrift erin gesoldeerd, het werkt. Een vlagbit 'tone' regelt of de toon in of uit staat, zodat die straks gesleuteld kan worden.

De morse-elementen dot en dash kunnen 40 keer per seconde worden in- en uitgezet op interruptbasis, omdat dat het tempo is waarin de afhandelingsroutine door overflow van de teller belandt. De routines worden overgenomen uit de recent ontwikkelde WSPR multibandzender. Flowchart van het morseblokje in de afhandelingsroutine staat hierbij. Ik gebruik een trimpot als sterkteregelaar, die kan vervangen worden door een potmeter met een knop. De berichten bestaan uit losse woorden, bijvoorbeeld 'zeven' 'en' 'der' 'tig' waaruit getallen zoals 37 in dit voorbeeld samengesteld en uitgeschreven kunnen worden. evenals de tijd in woorden. Die woorden kunnen met een indexnummer worden aangeroepen en aan elkaar gekoppeld. De sourcelisting staat beschikbaar op mijn website voor mensen die graag het naadje van de kous willen weten. Mij geen vragen erover stellen want morgen ben ik het weer vergeten. Nog even en ik ben gisteren ook vergeten. De medische stand vertelde me: Ik heb slecht nieuws en goed nieuws voor u, wat wilt u het eerste horen? Doemaar slecht nieuws eerst. U heeft agressieve kanker met metastasen en niet lang meer te leven. Poeh. Dan kan PA1A, Henk van der Honing, met zijn 6 kW linear, die als een pot EPO op tafel staat bij een wielrenner, maar die dan beweert die nooit te gebruiken, lekker sportief voor de eerlijke en wel sportieve deelnemers, de correctie van de gepubliceerde ledenlijst met SK van mij nog even uitstellen, zodat het afstel wordt. En het goede nieuws? U heeft ook een agressieve vorm van dementie dus morgen bent u het slechte nieuws weer vergeten.

Dat hele zaakje werkt, maar nog niet geheel naar wens, een losse spatie die ik soms nodig heb kon ik niet seinen. Getallen zoals eenendertig worden aan elkaar geseind dus het woord 'een' mag niet eindigen met een spatie, maar eenuur wil ik niet aan elkaar hebben. dat maakt dus een losse spatie nodig. Dat schuif ik als probleem voor me uit. Dat was terecht want het bleek later een bug in de software, dus dat is ook opgelost.

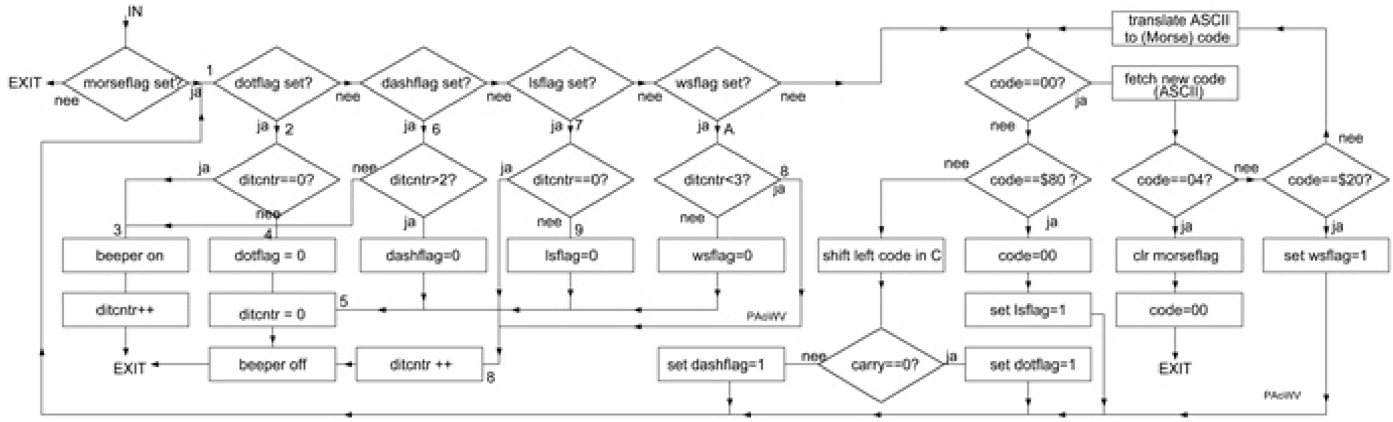


fig 5 Uitgewerkt Morse blokje van de Int5 flowchart in fig 4

Optieselectie

Er wordt nu een 3 polige DIL schakelaar gemonteerd, zodat daarmee 7 mogelijkheden ontstaan voor de uitgebreidheid van de tijdmelding. Die heb ik gelukkig niet liggen, wel 7 polig. Voor port 0 van de controller moeten pull ups van 10 k worden gemonteerd in de vorm van een SIL 8 maal 10 k. De gemeenschappelijke pin aan pin 40 (plus) van de chip, de andere 8 op pen 32 t/m 39. De 7DIL wordt zo gemonteerd dat die pen 32 t/m 38 elk naar massa kan schakelen. Sluiten van een DIL maakt de betreffende pin laag. De DIL schakelaar bevat bij mij genummerde schakelaars. Nummer 1, het eerste nummer, zit op pen 32.

De display werkt al enige tijd, nu kan de verlichting worden aangesloten, pen 16 naar massa en pen 15 via een weerstand naar de hoge ++ direct achter de afvlakelco, zoals het schema aangeeft. Er staat 10 volt over de weerstand blijkt bij meting. in het schema staat 270 ohm. Die dissipeert dan 0,5 watt en er loopt 40 mA. De kennis opgedaan voor het zendexamen wordt hier toegepast. Zonder verlichting is de display goed af te lezen, wil je ook in het donker kunnen aflezen dan is pas verlichting gewenst, maar dat is dan al snel goed. Ik heb daarom een weerstand van 390 ohm toegepast, Dan loopt er 25 mA en dissipeert de weerstand 0,25 watt.

Nu de schakelaars zijn aangesloten kan de selectieroutine voor de schakelaarstanden worden geprogrammeerd. Die routine bekijkt de stand van schakelaars of jumpers en maakt aan de hand daarvan keuzes voor de tijdmelding.

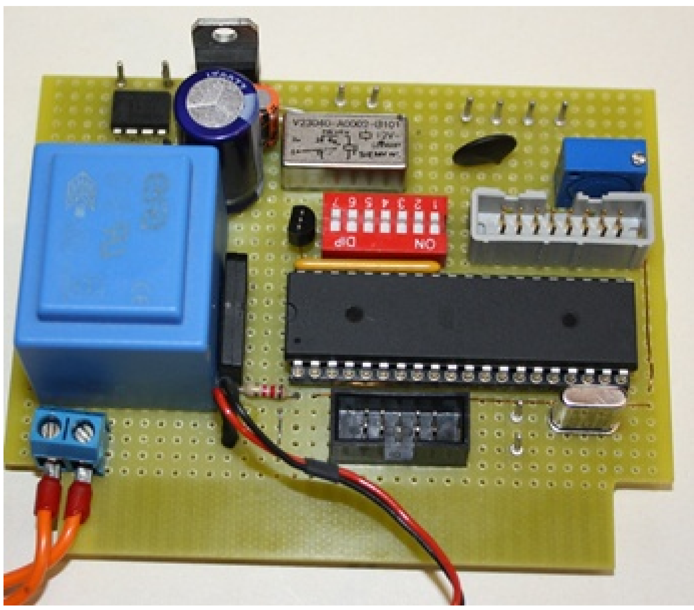
Na voltooiing werkt dat allemaal en wordt de toevallig aanwezige locale tijd van de niet gelijkgezette klok opgedreund ter controle op de werking.

Berekening UTC

De volgende stap is direct na een gelijkzetactie met een goedgekeurd frame van DCF77, de gelijkgezette lokale tijd te wijzigen in UTC. Dat gaat dan als volgt: Bij wintertijd 1 uur aftrekken, bij zomertijd 2 uur, dat is te zien aan het DCF frame of het winter-of zomertijd weergeeft. Daardoor kunnen de uren die van 0 tot 23 lopen negatief gaan. Zo niet, dan klaar. Is de uitkomst wel negatief dan wordt er 24 uur bijgeteld en de datum wordt, evenals de weekdag, 1 verlaagd. Is de weekdag 0 geworden dan wordt die gewijzigd in 7. Is de datum dan 0 geworden, dan wordt de maand een verlaagd. Wordt de maand door die verlaging echter 0, dan wordt die 12 gemaakt en het jaartal wordt een verlaagd. Als de maand dan is vastgesteld wordt de datum op het bij die maand behorende maximum gezet, rekening houdend met schrikkeljaren als het februari betreft.

65536 teller

Elke seconde dat de lokale klok wordt verhoogd wordt een twee byte teller eveneens verhoogd en gekeken of die daarmee door overflow 0 wordt. Zo ja dan is er 65536 seconde geen sync geweest en wordt de tijdopgave niet meer voldoende betrouwbaar verklaard. In dat geval wordt de display zowel op de LCD als de Morse uitgeschakeld. Zodra een DCF frame correct bevonden is, wordt de klok gelijk getrokken met de voor UTC gecorrigeerde DCF tijd. Tevens wordt die teller dan weer op 0 gezet en het morsegeluid en de LCD weer geactiveerd. Dat resetten van de teller gebeurt bij elk correct bevonden DCF frame, zodat de tijdweergave pas verstek laat gaan nadat driekwart etmaal geen geldig DCF frame is ontvangen.



Relais driver

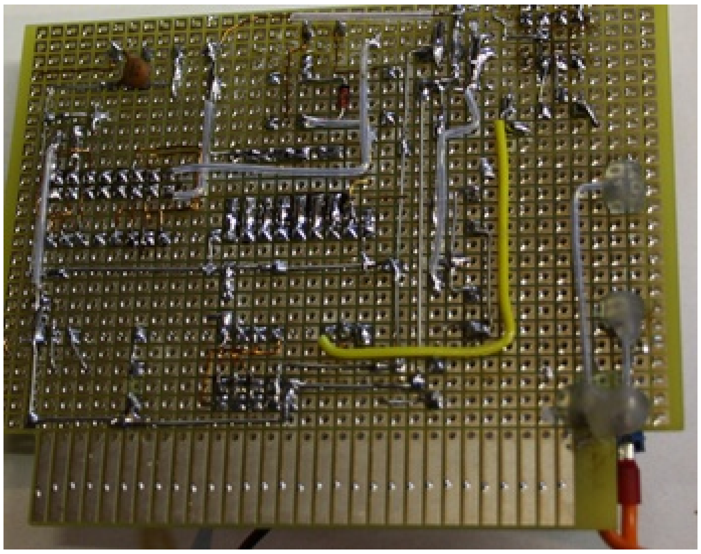
Je kunt middels een relais je zender sleutelen, doe je dat langer dan 5 minuten dan is invoeging van je call vereist door de regelgeving van overheidswege. Het sleutelen kan met een transistor, maar je hebt zenders die positief en negatief gesleuteld worden. Dat gaat de pet van de N geregistreerde doorgaans verre te boven, en met een relais ben je daarvan af. Je hebt dan een galvanisch gescheiden sleuteling van je zender, wel zo veilig, en je hoeft niks te meten, zoals de open spanning en de polariteit daarvan bij niet ingedrukte sleutel, en de stroom bij wel ingedrukte sleutel.

Ik heb eens een voorraadje slooprelais verkregen, van PAoLQ met 3 tot 24 volt spoelspanning. De spanning in Hamklok2 op de afvlakelco is ongeveer 14 volt, dus een 12 volt relais op die spanning is te prefereren boven een 5 volt relais achter de 5 V stabilisator. Een 5 volt relais trekt immers meer dan de dubbele stroom vergeleken met een 12 V relais, en die dubbele stroom veroorzaakt dissipatie in de 7805 en die vind je als dubbele stroom terug op de in het schema als ++ aangeduide voedingsuitgang. Dus beter een 12 V relais gelijk op de ++ in plaats van een 5 V relais achter de stabilisator. Er moet wel in beide gevallen een tor tussen de controller en het relais. Nagenoeg elke NPN die 15 volt spanning en 10 mA collectorstroom duldt is bruikbaar. Het relais trekt namelijk in bekrachtigde toestand 10 mA. Een BC171, die hier ruim 50 jaar in een laatje lag met zijn kompanen, doet die dienst nu. V23040-A0002-B101 staat op het relais gedrukt en Internet helpt dan de aansluitingen te vinden en hem eerst te testen alvorens in de schakeling te solderen. Het is vaak zo dat je de spanning op de spoel niet van polariteit mag wisselen, ik vermoed dat het relais een meewerkende voormagnetisatie heeft en dat wordt dan bij omkeren van de spoelstroom een tegenwerking. De polariteit staat voorgeschreven in de datasheet. Een dikke punt is bedoeld als pluszijde.

De NU schakelaar

Als je de NU drukknop indrukt, laat de klok onmiddellijk de momentane tijd horen. In dat geval bestaat de kans dat tijdens zenden van de tijdgegevens de tijd wisselt, omdat die dan niet gegarandeerd op een hele minuut start; daarom wordt bij indrukken de tijd in aparte registers gekopieerd en wordt daaruit de tijd dan uitgezonden. Die tijd is dus het tijdstip waarop de NU knop werd ingedrukt, secondenstand ook erbij. Kun je dus de Hamklok zelfs als stopwatch

gebruiken met een resolutie van 1 seconde. Bij normale omroep begint die altijd op 0 seconde en daarom is melding van seconde dan in de uitgeschreven stand afwezig, of bij nummer-weergave correct omdat de actuele waarde pas indien nodig tijdens het seinen wordt opgehaald.



Er doet zich een complicatie voor. De Morse wordt namelijk onder interrupt gegenereerd, het hoofdprogramma zou daardoor na het starten van een morsebericht ongeremd doorlopen, mooi denk je dan, maar als er stukken tekst worden geseind die aan elkaar worden gelijmd door het hoofdprogramma, en dat is zo, dan moet het programma steeds wachten tot een stuk klaar is, Die keuze doorhollen of wachten is er in de vorm van een vlagbit 'wait'.

Als een nieuw event zich aandient voor omroep, voor het oude door QRS instelling klaar is, moet dat oude worden afgebroken, en dat kan als we op de (met de DIL instelbare) minuutgrenzen van de lokale klok de waitvlag resetten in de interruptroutine.

Dat betekent dan wel dat in het hoofd-programma in een mainloop de NU schakelaar niet kan worden afgewerkt. Oplossing die ik hiervoor heb bedacht: De NU schakelaar bedient de externe interrupt0. In die interrupt wordt de waitvlag en morsevlag gereset, en een rushvlag geset; verder buiten een debouncing maatregel met disabling van verdere externe interrupts niks. Het hoofdprogramma rent dus in no-time door alle morse heen die het zou gaan uitzenden en dan niet doet met gezette rush vlag, tot het in de main loop bij de NU afhandeling komt. Die set de wait vlag weer reset de rushvlag en kan dus netjes de tijd van dat moment gaan uitzenden, en de externe interrupt van de NU schakelaar weer enablen vlak voor hij klaar is, waarna het normale gezapige leven zich hervat.

Call invoeging

De call wordt herhaald als de minuten op een veelvoud van 5 komen, dus om de 5 minuten. Een vlag ins_call wordt gereset na de eerste keer, zodat meerdere keren call herhaling in die minuut wordt voorkomen, de vlag wordt weer (herhaaldelijk) geset in elke minuut die geen veelvoud van 5 is. Call insertion kan worden uitgeschakeld met een der DIP switches. Door de tijdmelding uit te schakelen met DIL1, 2 en 3, kun je ook uitsluitend callmelding per 5 minuten geven. Nuttig voor de foneboys, die dan de hamklok als audio-callgever de microfoon mede laten gebruiken, Dan is de display ook nuttig, zodat ze zeker weten dat ze niet een verkeerde call uitzenden, die ze immers niet kunnen opnemen.

Evenementenkalender

De evenementenmeldingen kunnen onafhan-kelijk worden uitgeschakeld met een DILswitch. Het format waarin de evenementenlijst moet worden aangeleverd als je een chip door mij wilt laten programmeren is als volgt:

```
labx .DB dd,mm,yyy,n,"naamgeving",4
```

Een evenement per regel. Hier is yyy een getal dat het aantal jaren aangeeft dat het te herdenken evenement na 1900 gebeurde. Voor 1964 staat daar dus 64; dd en mm zijn dag en maand in dat jaar, naamgeving tussen "" mag spaties bevatten. De 4 erna betekent einde van die tekst (EOT), die moet er dus altijd staan en het getal n moet 0,1,2,3,4, of 5 zijn 0=jarig 1=gehuwd, 2=samenwonend, 3=overleden, 4=getransgenderd en 5=geschift. De eerste

regel in dat aan te leveren bestand staat altijd in het programma, om ongelukken te voorkomen als geen bestand met evenementen wordt aangeleverd bij de bestelling van een IC en die luidt:

.DB 4,2,64,5,"the first one from the netherlands",4

Alle aan te leveren regels moeten beginnen met labx waarbij x een oplopend nummer is te beginnen met lab0. Op de even hele uren tussen 10 uur 's morgens en 10 uur 's avonds wordt een actueel evenement uit de lijst gemeld door de klok met de tekst :"overmorgen/morgen /vandaag is [naamveld] [getal] jaar oud/gehuwd/ concubant/overleden/getransgenderd/geschift"
Ik had eerst in plaats van overleden SK staan, maar aangezien SM(ike) doorgaans geldt, heb ik die kwalificatie gewijzigd in overleden. Het bestand dat volgens dit format per email wordt aangeleverd moet custom.asm genoemd zijn.

LDR

Ik kom net een schakelaar tekort om te kiezen of die wel of niet effect heeft. Daar kan dan een keuzejumper voor gemonteerd worden op P1.3. De gevoeligheid voor omgevingslicht van de LDR op P3.7 kun je wijzigen met een serie of parallelweerstand, experimenteel te bepalen. Toch nog rudimentair experimenteel radio-onderzoek dus. Hele opluchting.

De LDR aangesloten tussen P3.7 en massa is altijd actief, dus in het donker is de klok stil, tenzij je met een jumper of soldeerverbinding P1.3 aan massa legt.

Overzicht schakelaarstanden

De DIL schakelaars zijn genummerd 1 t/m 7. De eerste drie dus 1, 2 en 3 wordt de waarde 1,2,4 aan toegekend, zodat je met die 3 schakelaars 8 combinaties kunt maken die je kunt nummeren 0 t/m 7 0 = tijd wordt nooit opgegeven 1 = tijd wordt om het uur opgegeven 2 = tijd wordt om het half uur opgegeven 3 = tijd wordt om het kwartier opgegeven 4 = tijd wordt om de vijf minuten opgegeven 5 = tijd wordt om de minuut opgegeven 6 = combinatie niet in gebruik 7 = combinatie niet in gebruik Daarbij is 'on' binair laag. Dus DIL 1, 2 en 3 'on' is selectie 0

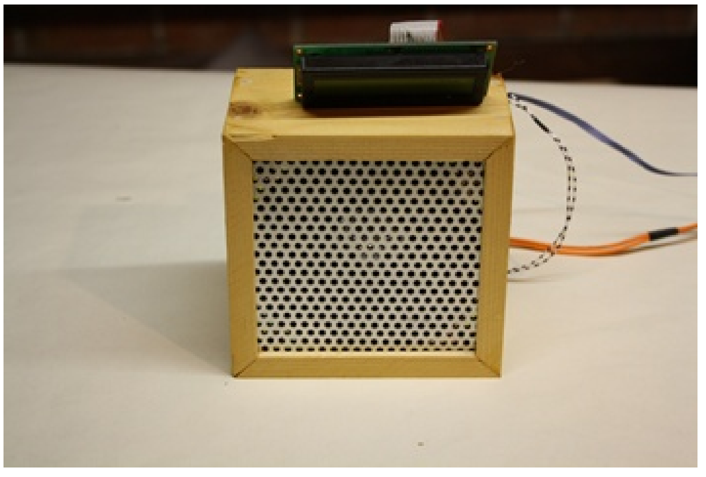
DILschakelaars 4,5,6 en 7 worden als volgt gebruikt

schakelaar 4 bepaalt of bij de tijdmelding ook de weekdag en datum worden vermeld (off is keuze 'neen')

schakelaar 5 bepaalt in de 'on' stand of datum en tijd worden uitgeschreven (vijf over half elf, zondag een november tweeduizendvijftien) of in cijfers worden geseind (10:35 1/11/2015)

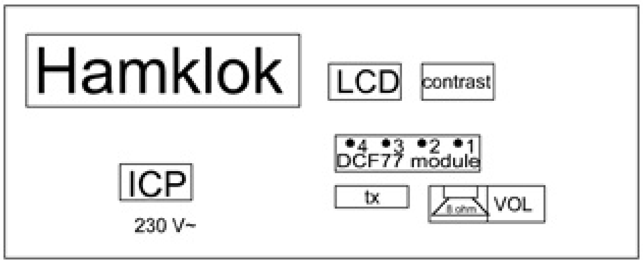
schakelaar 6 gesloten geeft de ingeprogrammeerde call om de vijf minuten

schakelaar 7 in de on-stand geeft binnen 3 dagen komende evenementen op de even uren tussen 10 uur 's morgens en 10 uur 's avonds, dus elk evenement 7 keer per etmaal gedurende 3 dagen.



Etiketten

De aansluitingen op de print zijn voorzien van etiketjes, uitgeknipt uit een plaketiket, altijd makkelijk voor service en oriëntatie aan de hand van de documentatie. De schakelaarbediening staat op een apart etiket dat aan de binnenzijde van de achterwand van de luidsprekerkast wordt geplakt.



Reacties

Als mensen zich geroepen voelen om in de pen te klimmen, of mijn vuilnisbak willen komen omkeren, daartoe dwangmatig gedreven omdat de psychiatrische hulp in Nederland te wensen overlaat, en willen gaan klagen over mijn bijdrage, raad ik ze aan zelf een technisch artikel te schrijven voor hun medeamateurs. Doe je ook eens wat nuttigs voor de club. Zelfbouw is een tijdbesteding die weinig kost, je krijgt dus niet het probleem dat je een ongeopende zak hondenvoer op marktplaats hoeft aan te bieden omdat je hond dood is gegaan en je overgebleven 2 honden klaarblijkelijk hun neus voor die troep optrekken, terwijl je tevens een stukje slang van een meter te koop zet, teneinde je broek op te kunnen houden, en je aan de bank verpande roerende goederen te kunnen blijven gebruiken.

Een geprogrammeerde chip kost 15 euro inclusief BTW, porto, verpakking, programmeren en naar de brievenbus brengen. Neem als je dat wilt contact op via e-mail met mijncall@amsat.org, waarbij je mijn call bij wijze van antispammaatregel dient te vervangen door

PA0WV

PH50THY/J

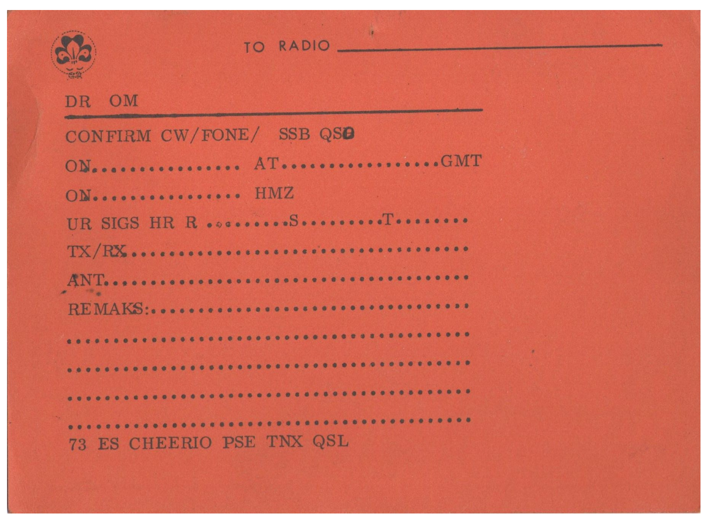
Mans Veldman, PA2HGJ

Afgelopen augustus is mijn buurman Rein Thierry, PAoTHY uit Leidschendam overleden. Bij het opruimen van de shack kwam er een doos met QSL kaarten tevoorschijn. Rein behaalde de machtiging in 1973 en heeft met zijn full-size quad en FL-2100 eindtrap veel verbindingen gemaakt met weggelopen Nederlanders getuige de vele kaarten uit VE, VK, W8, ZL, enz.

Maar, Rein heeft ook menigmaal met de JOTA meegedaan bij Scouting John McCormick in Zoetermeer zoals blijkt uit deze QSL kaart uit 1979.

De doos met kaarten is geschonken aan het QSL-kaarten museum van PA1AT, maar de PA50THY/J kaart gaat naar Scouting John McCormick.




TO RADIO ____

DR OM ____

CONFIRM CW/FONE/ SSB QSO

ON................ AT................GMT

ON................ HMZ

UR SIGS HR R .........S.........T.........

TX/RX...

ANT...

REMAKS:...

....

....

....

....

73 ES CHEERIO PSE TNX QSL